



Serie Investigación

OBTENCIÓN DE ENERGÍA SOLAR Y SU USO EFICIENTE EN LA ORIENTACIÓN DE PEQUEÑOS SATÉLITES

Jesús González Llorente
Ronald Hurtado Velasco
Sergio Sánchez Sanjuán
David Rodríguez Duarte
Andrés Rambal Vecino



UNIVERSIDAD
SERGIO ARBOLEDA

Obtención de energía solar y su uso eficiente en la orientación de pequeños satélites

Jesús González Llorente

Ronald Hurtado Velasco

Sergio Sánchez Sanjuán

David Rodríguez Duarte

Andrés Rambal Vecino

Escuela de Ciencias Exactas e Ingeniería
Universidad Sergio Arboleda
Bogotá, Colombia



UNIVERSIDAD
SERGIO ARBOLEDA

Obtención de energía solar y su uso eficiente en la orientación de pequeños satélites / Jesús González Llorente...[et al.] – Bogotá: Universidad Sergio Arboleda. Escuela de Ciencias Exactas e Ingeniería, 2015

vii, 168 p.

ISBN: 978-958-8866-94-9 (rústica)

1. VEHÍCULOS ESPACIALES — EQUIPO ELÉCTRICO 2. BATERÍAS PARA VEHÍCULOS ESPACIALES 3. BATERÍAS SOLARES 4. ELECTRICIDAD EN ASTRONÁUTICA 5. SATÉLITES ARTIFICIALES – DINÁMICA I. GONZÁLEZ LLORENTE, JESÚS II. HURTADO VELASCO, RONALD III. SÁNCHEZ SANJUÁN, SERGIO IV. RODRÍGUEZ DUARTE, DAVID V. RAMBAL VECINO, ANDRÉS VI. Título

629.4744 ed.21

Obtención de energía solar y su uso eficiente en la orientación de pequeños satélites

ISBN: 978-958-8866-94-9 (rústica)

ISBN: 978-958-8866-93-2 (.pdf)

© **Universidad Sergio Arboleda**

© Jesús González Llorente

© Ronald Hurtado Velasco

© Sergio Sánchez Sanjuán

© David Rodríguez Duarte

© Andrés Rambal Vecino

Edición: Marzo de 2016

Fondo de Publicaciones de la Universidad Sergio Arboleda

Este libro se realizó en el marco del proyecto '*Estudio y análisis de la obtención de energía solar y su uso eficiente en la orientación de un nanosatélite de tipo CubeSat de tres unidades (3U)*' contrato No. 0208-2013, con recursos de *El Patrimonio Autónomo Fondo Nacional de Financiamiento para la Ciencia, la Tecnología y la Innovación, Francisco José de Caldas*

Queda prohibida toda reproducción por cualquier medio sin previa autorización escrita de los autores

El contenido del libro no representa la opinión de la Universidad Sergio Arboleda y es responsabilidad de los autores

Calle 74 No. 14-14

Teléfono: (+57) 1 325 7500 ext. 2131/2260

www.usergioarboleda.edu.co

Bogotá, D.C.

Directora de Publicaciones Científicas:

Yadira Caballero Quintero

yadira.caballero@usa.edu.co

Director del Fondo de Publicaciones:

Jaime Arturo Barahona Caicedo

jaime.barahona@usa.edu.co

Impreso: Digiprint

Bogotá, D.C.

*Dedicado a nuestro Amigo y Maestro
Ernesto Duque Gómez*

CONTENIDO

Prólogo	1
I Modelamiento y simulación	3
1. Introducción	5
Bibliografía	10
2. Celdas solares para pequeños satélites	11
2.1. Introducción	11
2.2. Celdas solares para aplicaciones espaciales	12
2.2.1. Estructura de una celda solar	13
2.2.2. Intensidad y radiación	13
2.2.3. Desarrollo de celdas solares aeroespaciales	15
2.2.4. Caracterización de celdas solares, curva I-V y potencia ..	15
2.3. Análisis comparativo de modelos matemáticos de celdas solares.	16
2.3.1. Modelo analítico por comportamiento eléctrico	17
Obtención del parámetro de ajuste b	17
Características del modelo analítico	18
2.3.2. Modelo basado en circuito equivalente	18
Obtención de la curva I-V y curva de potencia	19
2.4. Comparación de los modelos	19
2.4.1. Celda solar implementada	20
2.4.2. Mediciones experimentales	22
2.4.3. Comparación de modelos	23
Comparación del modelo analítico y circuital	23
Comparación Modelo Analítico y Experimental	24
Comparación modelo circuital y experimental	25
Corrección de modelos matemáticos	26
2.5. Conclusión	27
2.6. Resumen	28
Bibliografía	28

3. Baterías implementadas en pequeños satélites	31
3.1. Introducción	31
3.2. Tipos de tecnologías en baterías.....	32
3.2.1. Baterías Li-Ion y Li-Po	33
3.3. Modelos matemáticos de baterías Li-Ion	34
3.3.1. Modelo 1: Modelo dinámico Li-Ion	35
Estado de carga	35
Estado de descarga	36
Obtención de parámetros.....	36
Resultados de la simulación	37
Gráficas de Carga y Descarga.....	38
3.3.2. Modelo 2: Circuito con doble constante de tiempo (<i>TTC</i>)	39
Obtención de parámetros	40
Gráfica de carga y descarga	41
3.4. Descripción y comparación de modelos	41
Comparación de simulaciones.....	42
Comparaciones con datos reales.....	42
3.5. Conclusiones	45
3.6. Resumen	46
Bibliografía	46
4. Convertidores dc-dc de baja potencia para CubeSat	49
4.1. Introducción	49
4.2. Convertidor reductor	50
4.2.1. Descripción y modelamiento dinámico	51
Efecto de las resistencias parásitas en la respuesta dinámica	57
4.2.2. Eficiencia.....	58
Pérdidas de conducción	59
Pérdidas por conmutación	60
Evaluación de la eficiencia.....	61
4.2.3. Diseño de un convertidor reductor	62
4.3. Convertidor elevador	64
4.3.1. Modelamiento dinámico	65
Evaluación de las pérdidas en la dinámica	68
4.3.2. Eficiencia.....	68
Pérdidas de Conducción.....	69
Pérdidas por Conmutación	70
Evaluación de la eficiencia.....	70
4.3.3. Diseño de un convertidor boost	71
4.4. Resumen	73
Bibliografía	73

5. Sistemas de control de orientación de pequeños satélites	77
5.1. Introducción	77
5.2. Descripción de la cinemática y dinámica de un satélite	78
5.2.1. Cinemática.....	79
Ángulos de Euler	79
5.2.2. Cuaterniones	81
5.2.3. Dinámica.....	82
Rotación libre	83
Rotación con torques.....	83
5.3. Control activo de pequeños satélites.....	84
5.3.1. Descripción de la técnica de control usada	85
Control Proporcional-Derivativo.....	86
5.4. Actuadores usados para modificar orientación	87
5.4.1. Ruedas de reacción.....	87
Modelo de la rueda de reacción	88
Representación eléctrica y mecánica de las ruedas de reacción	88
5.4.2. Modificación de la dinámica del cuerpo por adición de ruedas de reacción	90
5.5. Resumen	90
Bibliografía.....	91
 II Experimentos y Análisis	 93
 6. Evaluación y análisis de la captura de energía en un satélite CubeSat	 95
6.1. Introducción	95
6.2. Cálculo de la energía incidente.....	96
6.2.1. Etapa orbital de radiación	96
6.2.2. Radiación directa y radiación difusa	98
Radiación directa incidente.....	98
6.2.3. Cálculo de la Reflexión Difusa	99
Definición de la radiación difusa	100
Región de total iluminación	101
Primer región de ocultamiento	103
Radiación difusa en la región de eclipse	105
Definición final de la radiación difusa	105
6.2.4. Radiación total incidente	106
6.3. Consumo de un satélite CubeSat	107
6.3.1. Flujo de salida de energía.....	107
6.3.2. Dinámica de corriente y estado de carga	108

6.3.3.	Consideraciones de consumo y secuencia de operación ...	110
	Secuencia de operación	111
6.4.	Escenarios de orientación y su descripción	113
6.4.1.	Primer Escenario: Orientación Libre	113
6.4.2.	Segundo escenario: Orientación solar fija	114
6.4.3.	Tercer escenario: Nadir orientado	114
6.5.	Cálculo de la energía incidente	115
6.5.1.	Radiación incidente y potencia por escenario	115
	Escenario orientación libre	115
	Escenario solar fijo	117
	Escenario nadir orientado	119
6.5.2.	Comparaciones de los escenarios propuestos	120
	Comparaciones de Potencia	120
	Energía Disponible por órbita	121
6.6.	Flujo de energía y el estado de carga	122
6.7.	Conclusiones	124
6.8.	Resumen	125
	Bibliografía	125
7.	Comparación de arquitecturas de sistemas de energía para CubeSats	127
7.1.	Introducción	127
7.2.	Arquitectura de los sistemas de potencia	128
7.2.1.	Transferencia directa de energía (DET)	128
7.2.2.	Seguimiento del punto de máxima potencia	129
7.3.	Evaluación de la arquitectura DET	130
7.4.	Evaluación de la arquitectura MPPT	131
7.4.1.	Potencia entregada por MPPT con un voltaje de bus de 3.7 V	132
7.4.2.	Potencia entregada por MPPT con un voltaje de bus de 7.4 V	132
7.5.	Comparación de la potencia entregada	134
7.6.	Conclusiones	135
7.7.	Resumen	135
	Bibliografía	135
8.	Evaluación del consumo de energía en orientación	137
8.1.	Introducción	137
8.2.	Consumo de potencia usando ruedas de reacción	138
8.2.1.	Configuración ortogonal	139
8.2.2.	Configuración piramidal	142
8.3.	Conclusiones	145

8.4. Resumen	146
Bibliografía	147
9. Validación de un convertidor <i>buck</i> usando una tarjeta de circuito impreso con normas IPC	149
9.1. Introducción	149
9.2. Descripción funcional de la tarjeta de evaluación	150
9.2.1. Valores máximos permitidos	151
9.2.2. Procedimiento para la evaluación del convertidor <i>buck</i> ..	151
9.3. Metodología de diseño	153
9.4. Requerimientos técnicos del sistema	154
9.4.1. Descomposición funcional	155
9.4.2. Selección de componentes	157
9.4.3. Diseño esquemático	158
9.4.4. Diseño del circuito Impreso.....	158
9.4.5. Especificaciones del circuito impreso según fabricantes...	159
9.4.6. Diseño del circuito impreso.....	159
9.5. Resultados.....	162
9.5.1. Medición de la eficiencia de los convertidores a diferentes niveles de carga	162
9.5.2. Respuesta de los convertidores ante la variación de la frecuencia de operación	163
9.6. Resumen	164
Bibliografía	165

Prólogo

La Tierra fue vista por los seres humanos por primera vez como una esfera completa desde la Luna el 24 de diciembre de 1968 por los astronautas de la misión Apolo 8 que circunnavegaba la Luna. La imagen quedó grabada en lo que se denomina “la fotografía medio-ambiental de más influencia que se haya tomado”. Desde entonces surge la fascinación de observar la Tierra y entenderla como un sistema vivo y vibrante, que merece cuidado de los seres humanos.

Aún, 48 años después, en pleno año 2016 seguimos con la enorme intriga de entender cómo funciona la Tierra; especialmente, reconociendo que se está calentando, y que esto traerá enormes consecuencias que amenazan la vida que alberga. Por esto en este libro, escrito por un grupo de investigadores en sistemas satelitales, se describe en todo su detalle técnico el funcionamiento y desarrollo de los sistemas de energía y orientación de otro pequeño satélite que observará la tierra desde unos cientos de kilómetros para estudiar solo un aspecto de lo que es mirar, entender, y aprender cómo mejorar lo que pasa en la Tierra para poder ayudar a mitigar las vulnerabilidades que presentan los mismos sistemas naturales y los efectos de algunos procesos que nosotros mismos como humanos hacemos. Ambos tienen consecuencias que afectan todo tipo de vida.

Una de las tecnologías más efectivas para estudiar la Tierra es el sondeo remoto por medio de satélites que la orbitan en el espacio. El satélite estudiado en este libro es denominado Libertad 2 y será una misión de observación de la Tierra que aportará a lo que se llama agricultura de precisión y monitoreo de bosques y vegetación. Es un satélite pequeño, de prueba, que intenta avanzar lo ya hecho por su predecesor, Libertad 1, el primer satélite artificial colombiano.

Los autores detallan todos los componentes del sistema de energía y del sistema que determina y controla la orientación del satélite, y lo hacen de una forma entendible para cualquier lector que tenga un conocimiento básico en los temas de la electrónica, las comunicaciones y la mecánica. No es necesario ser un “científico de cohetes” para poder entender y apreciar cómo funcionan los diferentes sub-sistemas de un sistema integral que volará a una altura de uno 500 km a una velocidad de menos de 8 km/s, mientras se orienta para tomar imágenes y a la vez balancear su movimiento rotacional para aprovechar de la

mejor forma la energía del Sol que alimenta las celdas solares y las baterías de este pequeño satélite para que pueda funcionar. Estos temas, detallados en este libro de resultados de un proyecto de investigación, incluyen todo lo que tiene que ver con las celdas solares, las baterías, el sistema integral de energía, control de la orientación, y especialmente, la optimización del manejo y uso de la energía. Estos temas son aplicables a casi todo tipo de satélite artificial pequeño que tiene aplicaciones similares al Libertad 2.

Como experto en astrodinámica, me enorgullece saber que científicos e ingenieros jóvenes, como los autores de este libro, tengan la formación técnica de adelantar este tipo de desarrollo, y a la vez la capacidad de poder comunicar esta información técnica a sus lectores. Este libro aportará a la creciente base de información y conocimiento del desarrollo de este tipo de satélite artificial, y será una fuente indispensable para futuros desarrolladores de estos sistemas, que cada vez más tendrán mejor capacidad de monitorear la Tierra, entenderla mejor y aprender cómo cuidarla para las futuras generaciones.

Cesar Ocampo Rodríguez*

Bogotá, Colombia

Febrero 2016

* Ingeniero aeroespacial con especialización técnica en optimización de trayectorias espaciales. Trabaja como investigador principal para Odyssey Space Research y NASA-Johnson Space Center en Houston, Texas, y como decano de la Escuela de Ciencias Exactas e Ingeniería de la Universidad Sergio Arboleda, Bogotá, Colombia.

Parte I

Modelamiento y simulación

Introducción

En los últimos años el desarrollo de pequeños satélites tales como microsátélites, nanosatélites y picosatélites ha experimentado un crecimiento debido a que no solo agencias espaciales desarrollan este tipo de proyectos, sino también pequeñas compañías y universidades, principalmente bajo la iniciativa desarrollada por Bob Twiggs y Jordi Puig-Suari en 1999, la cual es conocida como CubeSat [1]. Esta iniciativa generó las especificaciones de diseño, logrando desacoplar del desarrollo del vehículo del lanzamiento, el desarrollo del satélite mediante la estandarización del dispositivo de despliegue, lo cual ha llevado al incremento considerable en CubeSats lanzados desde el año 2000 (Figura 1.1) [2]. De esta manera, basta cumplir estas especificaciones para conseguir posibilidades de lanzamiento.

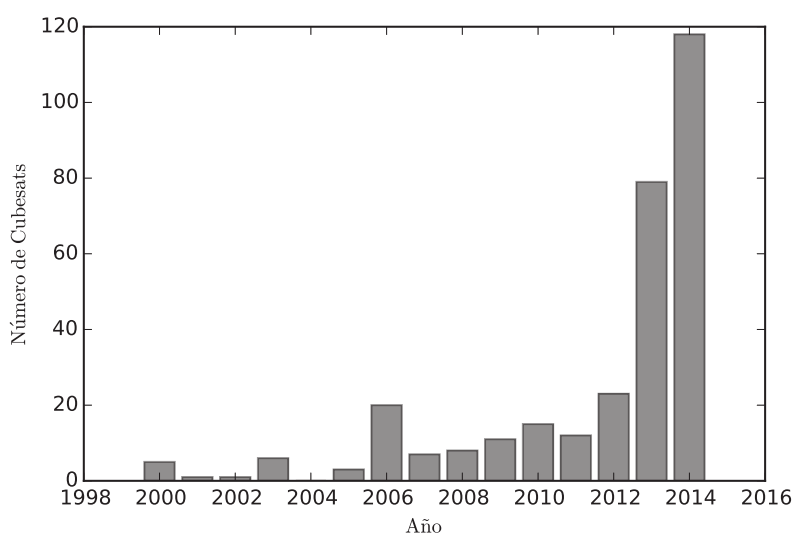


Figura 1.1. Datos del número de CubeSats lanzados desde el año 2000.

En definitiva un CubeSat es un pequeño satélite que cumple las especificaciones de diseño del Programa CubeSat, el cual especifica que el satélite debe tener una estructura cúbica de $10\text{ cm} \times 10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$, resultando en un volumen de un litro [3]. Esta estructura es conocida como una unidad (1U), y la especificación permite satélites de 2U y 3U, es decir, de $10\text{ cm} \times 10\text{ cm} \times 20\text{ cm}$ y de $10\text{ cm} \times 10\text{ cm} \times 30\text{ cm}$. La especificación permite que la estructura 3U tenga una masa de hasta 4 kg, siendo esta la estructura más popular en los últimos años debido a que posibilita la inclusión de mejores mecanismos para una misión científica relevante [2].

En Colombia la Universidad Sergio Arboleda logró exitosamente el desarrollo y puesta en órbita de un picosatélite en 2007. Este fue llamado *Libertad 1* y tenía una estructura de 1U; su principal función fue demostrar las capacidades de poner un satélite en órbita y su tarea consistió en transmitir información de sus sensores [4]. Actualmente, un grupo de profesores y estudiantes de la misma institución trabajan en el desarrollo del segundo proyecto satelital, el *Libertad 2*, un CubeSat de 3U que tiene como objetivo principal la captura de imágenes de la Tierra [5].

Los CubeSats están compuestos por sub-sistemas para su operación: procesamiento, comunicación, orientación, energía. El sub-sistema responsable de proveer energía de forma segura a los nanosatélites es conocido como Sistema de Energía Eléctrica o EPS (acrónimo de *Electrical Power System*), el cual tiene como principales tareas generar, almacenar, acondicionar, controlar y distribuir la energía eléctrica para el correcto funcionamiento del nanosatélite que permita el alcance de su misión [6]. Este sistema está compuesto principalmente por una fuente de energía, un sistema de acondicionamiento y un sistema de distribución y protección; cuando la fuente de energía no es constante como el caso de las celdas solares se requiere un sistema de almacenamiento como respaldo compuesto de baterías.

El sub-sistema usado para apuntar algún instrumento, ya sea una cámara o una antena, es conocido como Sistema de Determinación y Control de Orientación (ADCS, por las siglas en inglés de *Attitude Determination and Control System*). Este componente permite al satélite orientarse y mantenerse apuntando hacia el área de interés con alta precisión mientras se desplaza en su órbita [7]. Para realizar estas maniobras, el satélite cuenta con una serie de sensores y actuadores. Con los sensores (e.g. sensores de sol, seguidores de estrellas, magnetómetros, etc.) el satélite determina su posición, del análisis de la posición, los algoritmos del sistema de control darán las órdenes para accionar los actuadores, los cuales son principalmente magnetotorques y ruedas de reacción [8, 9].

Debido a las restricciones de tamaño, masa y volumen dadas por los requerimientos de la especificación CubeSat, el espacio para las fuentes de energía y almacenamiento es limitado. Además, la fuente de energía en CubeSats está

basada en celdas fotovoltaicas, las cuales solo aprovechan el 30 % de la energía solar que reciben [10]. Estas limitaciones son aún más crítica en nanosatélites con sistemas de orientación activos, los cuales usan una serie de sensores y actuadores que demandan un alto consumo de energía para cambiar la orientación del satélite.

Para un sistema que cuenta con limitaciones para la consecución y almacenamiento de energía, como es el caso de los CubeSats, es vital crear o determinar estrategias y técnicas para lograr un máximo aprovechamiento de la energía. Así mismo, se deben implementar técnicas para reducir los consumos de energía debido a las funciones de los sub-sistemas de los que está compuesto el sistema principal; especialmente el sistema de ADCS que cuenta con ruedas de reacción como actuadores, las cuales son impulsadas por motores que requieren un alto consumo de energía.

Este libro presenta un análisis tanto del sistema de energía como del sistema de determinación y control de orientación desde la perspectiva de establecer las condiciones que permitan mayor obtención de energía eléctrica en un nanosatélite de tipo CubeSat de tres unidades (3U), como el que se muestra en la figura 1.2, y su uso eficiente en su sistema de control de orientación. El CubeSat considerado tiene como fuente de energía celdas fotovoltaicas montadas en su cuerpo y baterías para la operación durante las etapas de la órbita en las que no se recibe radiación solar. Así mismo se consideran como actuadores las ruedas de reacción.

El libro usa modelamiento matemático de los componentes que forman los sub-sistemas de energía y de orientación tales como celdas fotovoltaicas, baterías, ruedas de reacción, etc. De esta manera su comportamiento es estudiado y se crean escenarios donde se combinan dichos modelos con estímulos externos para analizar el desempeño de todo el sistema. Adicionalmente, se incluyen resultados experimentales que además de permitir validar algunos modelos presentan una oportunidad de ver el comportamiento de sistemas físicos reales.

El capítulo 2 estudia los modelos de las fuentes de energía en nanosatélites. Inicialmente, el capítulo describe las características de las celdas fotovoltaicas para aplicaciones espaciales; luego, este presenta la descripción del comportamiento de dichas celdas mostrando la relación entre la corriente y el voltaje. Esta relación es descrita mediante dos modelos: un modelo de circuito equivalente y un modelo matemático. Los dos modelos son comparados frente a datos experimentales; se especifican los errores y se analizan la viabilidad de usar cada uno de ellos.

La fuente de energía secundaria en nanosatélites son las baterías, las cuales se usan en la ausencia de radiación solar. En el capítulo 3 se describen los tipos de tecnologías de baterías, especialmente las tecnologías de Litio-Ion y Litio-polímero, las cuales son usadas en aplicaciones espaciales. Se presenta un análisis comparativo de dos modelos que describen el comportamiento eléctrico

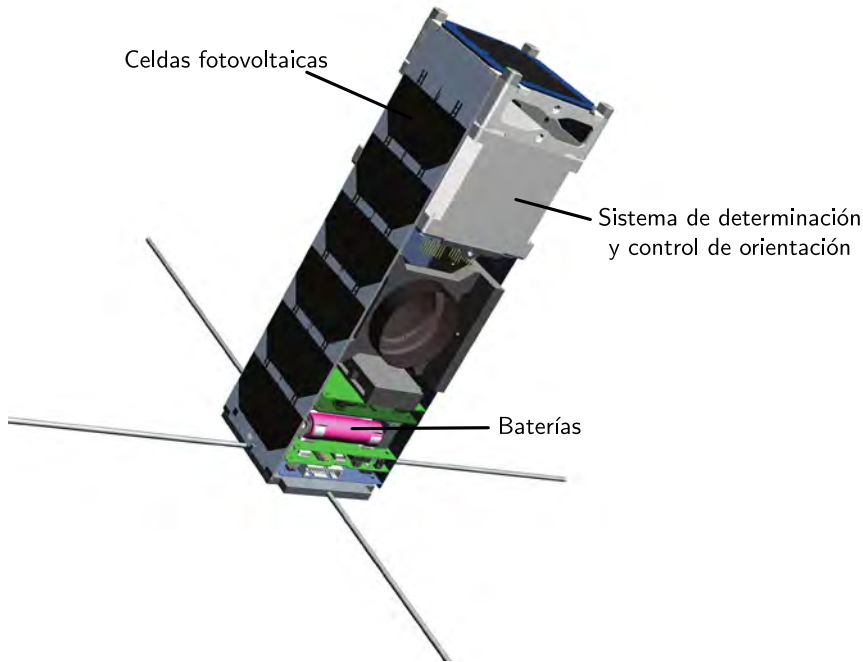


Figura 1.2. Esquema del CubeSat 3U con celdas solares montadas sobre las caras del cuerpo.

de las baterías Litio-Ion. Este análisis evalúa las características de carga y descarga, comparando las voltajes de los modelos con mediciones experimentales de una batería Li-Ion.

En el capítulo 4 se presentan los circuitos electrónicos necesarios para el acondicionamiento de la potencia entregada por las celdas fotovoltaicas y las baterías. Estos circuitos son convertidores de corriente continua, los cuales son responsables de regular el voltaje a un nivel constante para alimentar los subsistemas del nanosatélite. También, se usan para acoplar la carga a las celdas solares de manera que entreguen la máxima potencia. El capítulo presenta tanto el modelo dinámico considerando pérdidas por elementos parásitos como un análisis de eficiencia. Finalmente describe el proceso de diseño de un convertidor de baja potencia tanto para reducir como aumentar el voltaje.

El capítulo 5 revisa los conceptos y teorías necesarias para estudiar el control de la orientación de un nanosatélite, considerando la cinemática y la dinámica del CubeSat visto como un cuerpo rígido. Se cuaterniones para la representación de la orientación, este capítulo describe cómo una técnica de control proporcional-derivativa (PD) puede ser usada para lograr una orientación deseada. Además, el capítulo presenta los modelos que describen los actuadores requeridos para generar un torque que cambie la orientación en un

nanosatélite. Estos actuadores son las ruedas de reacción, modeladas como motores DC.

En el capítulo 6 se presenta un estudio sobre la cantidad de energía que puede obtenerse en un nanosatélite de tipo CubeSat con celdas solares fijas sobre el cuerpo. Para esto, se considera tanto la radiación solar directa como la reflejada por la tierra, llamada albedo. Por tanto, se estima la energía generada por las celdas solares de acuerdo al ángulo de incidencia que está determinado por la orientación del nanosatélite. Esta estimación es realizada para tres escenarios de orientación diferente. Finalmente, el capítulo presenta un balance de la energía considerando el consumo de los diferentes componentes.

El capítulo 7 está dedicado a comparar las arquitecturas de los sistemas de energía en CubeSats. Las dos arquitecturas principales son la arquitectura DET (del inglés *Direct Energy Transfer*) y la arquitectura MPPT (del inglés, *Maximum Power Point Tracking*). En la primera arquitectura se busca que el voltaje de las baterías esté cercano al voltaje de operación en máxima potencia de las celdas solares, por lo que no se requiere mayores componentes. Por su parte, la arquitectura MPPT cuenta con una interfaz que acople la batería a los paneles solares, logrando que todo el tiempo se esté obteniendo la potencia máxima; sin embargo, esta interfaz que está compuesta por convertidores de corriente continua introduce pérdidas que reducen la energía finalmente entregada a las cargas. Por tanto, este capítulo realiza una comparación entre una arquitectura basada en MPPT y una arquitectura DET para evaluar la energía finalmente entregada a las cargas por cada una de las arquitecturas.

El capítulo 8 presenta un estudio del consumo de potencia en el sistema de control de orientación de nanosatélites. Específicamente el consumo de potencia es evaluado en los actuadores de tipo ruedas de reacción, usando los modelos que permiten estimar la corriente y el voltaje en los motores DC que los componen. Para este estudio se consideraron dos configuraciones de las ruedas de reacción: una configuración ortogonal y una configuración piramidal. En la configuración ortogonal hay alineada por cada eje de rotación del satélite una rueda de reacción; por su parte, la configuración piramidal está compuesta por cuatro ruedas de reacción que forman una pirámide, donde el efecto del ángulo de inclinación de la pirámide también es considerado en el estudio del consumo de energía.

El capítulo 9 muestra un estudio basado en mediciones experimentales sobre las pérdidas de un convertidor de corriente continua tipo reductor. Se describe el proceso de implementación del circuito electrónico, desde los requerimientos hasta la implementación del circuito impreso considerando normas IPC. Los resultados mostrados en el capítulo resaltan la variación de la eficiencia del convertidor reductor para variaciones en la frecuencia de conmutación. También se describe la variación de la eficiencia según la corriente de carga para dos condiciones de operación: voltaje requerido la salida 3.3 V y 5.0 V

Bibliografía

- [1] L. Martin, W. H. Jones, y W. A. Shiroma, "Small-Satellite Projects Offer Big Rewards", *Potentials, IEEE*, vol. 33, No. 4, pp. 24–30, 2014
- [2] M. Swartwout, "The First One Hundred CubeSats: A Statistical Look", *Journal of Small Satellites*, vol. 2, No. 2, pp. 213–233, 2013
- [3] The CubeSat Program, "CubeSat Design Specification Rev. 13", pp. 1–16, 2014
- [4] Universidad Sergio Arboleda, "Proyecto Espacial Colombia en Órbita, Primer Satélite Colombiano Libertad 1", 2007, [Online]. Disponible en: http://www.usergioarboleda.edu.co/proyecto_espacial/index.htm
- [5] J. Soliz, R. Hurtado, J. González, F. Díaz, y A. Garzón, "Libertad 2; Colombian Satellite for Earth observation", En *International Astronautical Congress Proc.*, 2014
- [6] M. Patel, *Spacecraft Power System*, 1a ed., Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2005
- [7] J. R. Wertz, J. J. Puschell, y D. F. Everett, *Space Mission Engineering The New SMAD (SME-SMAD)*, 1a ed., Microcosm Press, 2011
- [8] J. R. Wertz, *Spacecraft Attitude Determination and Control*, 1a ed., D. Reidel, 1980
- [9] A. Ali, M. Mughal, H. Ali, y L. Reyneri, "Innovative power management, attitude determination and control tile for CubeSat standard NanoSatellites", *Acta Astronautica*, vol. 96, No. 0, pp. 116–127, 2014
- [10] Azur Space, "30 % Triple Junction GaAs Solar Cell", 2012, [Online]. Disponible en: <http://azurspace.de>

Celdas solares para pequeños satélites

2.1. Introducción

Este capítulo corresponde al estudio que busca determinar el comportamiento de un sistema de energía para un satélite CubeSat tipo 3U. Los Cubesat están compuestos por varios sub-sistemas conocidos, como: manejo de comandos y datos, comunicaciones, orientación, control térmico y energía [1]. Este último se encarga de suministrar la potencia al resto de sub-sistemas para su funcionamiento. Todo sistema de potencia puede estar dividido en tres etapas representativas: captación, almacenamiento, control y distribución [2], el cual se ilustra en la figura 2.1. Dado que el sol es la única fuente de energía disponible en el espacio, el proceso de captación se logra por medio de paneles solares que son externos al módulo EPS [3]. Por otro lado, se encuentran las baterías que son los dispositivos de almacenamiento de energía.

El diseño de una EPS puede establecerse según las necesidades de la misión para así determinar el tipo de paneles o baterías que se implementarán en el módulo final. Generalmente, se establece un estimado de potencia consumida (conocido también como *Power Budget*) para identificar las cargas que operarán durante la misión. De forma global, se describen algunos requerimientos que son tenidos en cuenta durante el proceso de diseño [4]:

- Proporcionar la energía de manera continua a las diferentes cargas del satélite durante el periodo de actividad.
- Controlar y distribuir la energía adquirida y generada por el satélite.
- Distribuir la energía requerida durante etapas de carga pico y carga promedio.

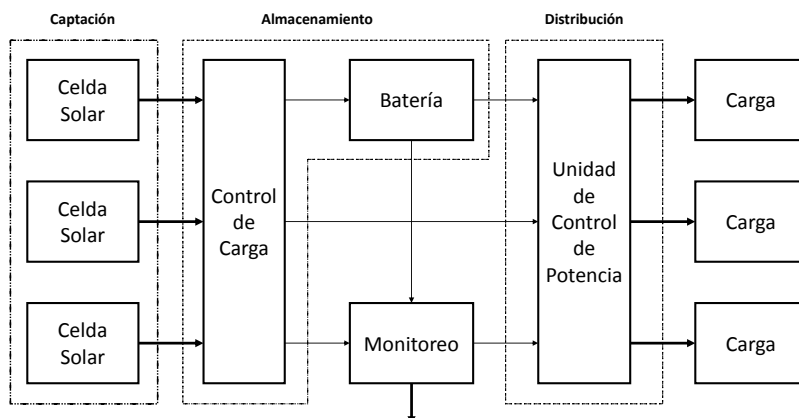


Figura 2.1. Representación estructural de un sistema EPS. De izquierda a derecha: captación, almacenamiento y control y distribución.

- Proveer convertidores de voltaje dc/dc para regular los buses de potencia dc.
- Proveer comandos de telemetría para conocer la salud del sistema de potencia.
- Proteger la carga útil contra fallas dentro del sistema de potencia durante su operación.
- Proteger el sistema contra fallas de voltaje y corriente en el bus.

Se analizan dos modelos matemáticos de las características eléctricas de una celda solar en determinadas condiciones de radiación y temperatura. Los modelos estudiados son comparados con datos experimentales obtenidos de un panel solar para aplicaciones espaciales que contiene celdas de triple juntura. Se identifica el modelo matemático que mejor se ajuste a los datos reales para luego implementarlo en las etapas de estudio posteriores. Para el caso de las baterías, se tomará con mayor profundidad en el capítulo 3.

2.2. Celdas solares para aplicaciones espaciales

Las celdas solares son dispositivos que transforman la luz solar en energía eléctrica de corriente directa mediante el fenómeno del efecto fotoeléctrico [4]. Ellas conforman la etapa de captación convirtiéndolo en el elemento más importante de un sistema EPS para prologar el tiempo de vida de la misión. A continuación se mencionan algunas características importantes de su funcionamiento.

2.2.1. Estructura de una celda solar

De acuerdo a la mecánica cuántica, la radiación electromagnética presenta propiedades discretas que identifica pequeños paquetes de energía (cuantos) que se denominan fotones. La energía E_f que describe cada fotón liberado por el sol es función de la longitud de onda λ de acuerdo con la ecuación de Planck-Einstein,

$$E_f = hf = \frac{hc}{\lambda}, \quad (2.1)$$

que es la base para explicar el efecto fotoeléctrico [5, 6], siendo h la constante de Planck equivalente a $\sim 6.63 \times 10^{34}$ J/s y c la velocidad de la luz.

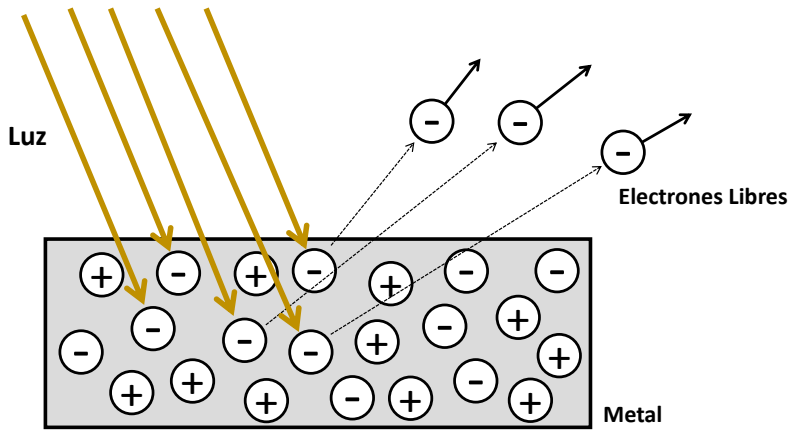


Figura 2.2. Descripción gráfica del efecto fotoeléctrico.

En las celdas solares, el material principal empleado para lograr la transformación energética son los semiconductores que adicionalmente cuentan con un proceso de dopado para formar dos regiones en la celda: una tipo N y otra tipo P logrando una juntura P-N en medio [7]. El material semiconductor cuentan con una banda de energía o *Gap* denominado E_{gap} . Siempre que un fotón cuente con una energía superior a E_{gap} , este transferirá su energía al electrón para saltar de la banda de valencia a la banda de conducción. El desplazamiento de los electrones produce una corriente eléctrica siempre y cuando exista la presencia de campo eléctrico en la región P-N para lograr el movimiento de electrones (figura 2.3). Parte de la corriente se pierde por calentamiento, mientras que el resto se usa como fuente de energía eléctrica [4, 8].

2.2.2. Intensidad y radiación

La cantidad de energía que puede ser aprovechada por una celda solar depende de la intensidad de la radiación electromagnética. Esta puede ser medida a partir

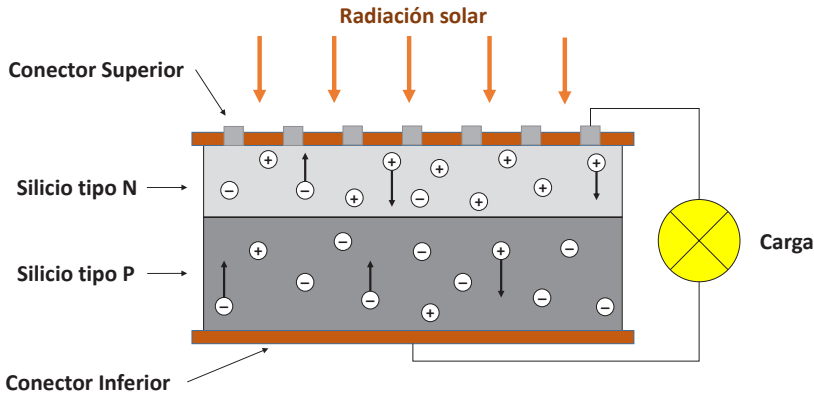


Figura 2.3. Estructura y funcionamiento de una celda solar.

del espectro solar que describe la cantidad de radiación emitida en función de la longitud de onda (figura 2.4). Por esta razón las celdas solares están fabricadas con materiales que sean sensibles a la radiación solar que se ubica entre el rango de los 250 nm y 2000 nm, es decir, con banda de energía E_f entre 0.46 eV y 4.96 eV [9].

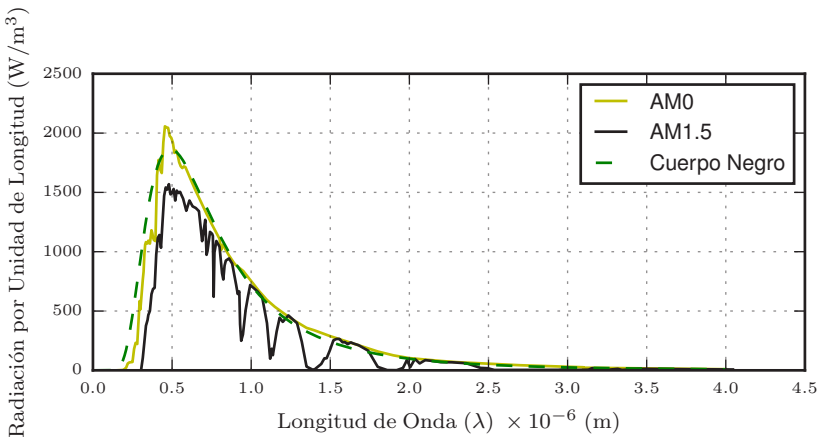


Figura 2.4. Comparaciones del espectro solar para diferentes condiciones. Cuerpo negro a 5900 K, radiación extra-atmosférica o AM0 y radiación sobre el nivel del mar o AM1.5.

La cantidad de radiación incidente según la ubicación respecto a la atmósfera puede establecerse a partir de un estándar determinado en el año 2000 conocido como Masa de Aire (en inglés *Air Mass*: AM) el cual corresponde a la medida relativa de la trayectoria seguida por la luz de un cuerpo celeste a través de la atmósfera hacia la Tierra [8]. Cuando se utilizan celdas solares para uso

extra-atmosférico se habla de una masa de aire AM0, que describe la radiación en un ambiente sin la presencia de atmósfera como el espacio. Para calcular su valor de potencia se puede aplicar la ecuación de Stefan-Boltzmann [5]. El valor de radiación en el espacio K para una órbita LEO se ubica alrededor de los 1363 W/m^2 que corresponde a un valor promedio que varía únicamente un 3 % durante el año por los efectos del afelio y perihelio [4].

2.2.3. Desarrollo de celdas solares aeroespaciales

Se había explicado que durante el efecto fotoeléctrico no es posible aprovechar toda la corriente producida por la liberación de electrones. Para establecer el desempeño de la celdas se emplea un parámetro de eficiencia η que indica la tasa de potencia o energía eléctrica generada P_e respecto de la radiación incidente P_l [10] que se expresa como

$$\eta = \frac{P_e}{P_l}. \quad (2.2)$$

En la actualidad las celdas utilizadas para aplicaciones espaciales se fabrican típicamente con arseniuro de galio (GaAs) que alcanzan una eficiencia del 26.8 %, muy superior a las celdas convencionales de silicio con eficiencia de 18 % [11]. Sin embargo, la tecnología actual ha permitido fabricar estos dispositivos mediante sustratos de triple juntura para los nanosatélites con materiales de arseniuro de galio (GaAs), germanio (Ge) y fosfuro de indio galio (GaInP_2) dado que aceptan un mayor rango de irradiación del espectro solar [12]. Los fabricantes de este tipo de celdas son *Spectrolab* en los Estados Unidos y *AzurSpace* en Alemania [11, 13], esta última será la empleada para la misión Libertad 2.

Los últimos desarrollos realizados por institutos de investigación como el *Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems ISE* ha logrado celdas de triple juntura GaInP/GaInAs/Ge (fosfuro de galio indio, arseniuro de galio indio sobre sustrato de germanio) con eficiencia de 41.4 % con un área de 5 mm^2 , que aún no son de carácter comercial [4, 14].

2.2.4. Caracterización de celdas solares, curva I-V y potencia

Las celdas fotovoltaicas están caracterizadas por la curva Corriente-Voltaje o curva I-V observada en la figura 2.5 (línea continua); en esta, las celdas operan sobre rangos de voltaje y corriente establecidos: el voltaje varía desde cero hasta el voltaje de circuito abierto (V_{oc}), mientras que la corriente varía desde la corriente de corto circuito (I_{sc}) hasta cero [8]. Tanto V_{oc} como I_{sc} dependen de la cantidad de radiación recibida por la celda. Experimentalmente, la curva I-V puede obtenerse variando la impedancia de salida [15, 16]. Los cambios de voltaje y corriente de la celda solar conllevan a variaciones de la potencia

entregada (figura 2.5, línea discontinua), identificando el punto de máxima potencia (MPP) que se logra implementando interfaces que adapten la carga vista por el panel ubicándola en dicho punto de operación.

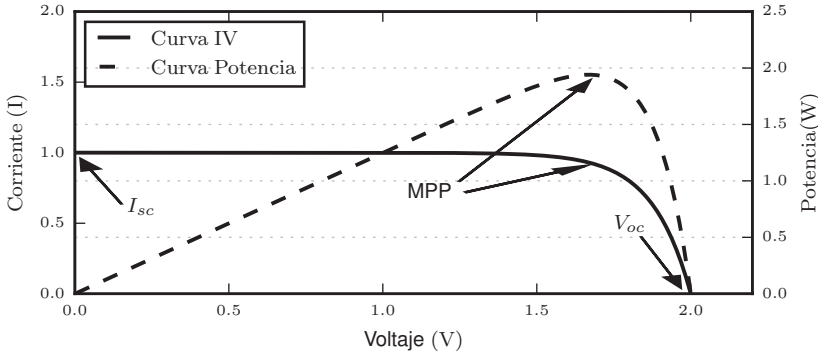


Figura 2.5. Curva I-V y potencia de una celda solar

2.3. Análisis comparativo de modelos matemáticos de celdas solares

En la sección anterior se trataron los conceptos fundamentales de una celda solar a partir de sus parámetros eléctricos y condiciones ambientales. También se mencionó que las celdas solares son caracterizadas mediante la curva I-V que se define a partir de los puntos característicos V_{oc} , I_{sc} y MPP [17].

Las condiciones ambientales más relevantes a las que están sometidas las celdas son la temperatura de la superficie del panel y la irradiación solar percibida. Esta última define la magnitud de las variables eléctricas I_{sc} y V_{oc} de tal forma que una mayor irradiación permite una mejor captación de energía reflejado en potencia, mientras que su disminución reduce la cantidad de energía generada por el dispositivo [18].

Los valores de V_{oc} y I_{sc} dados por las hojas de datos están definidos para condiciones estándar de temperatura (T) e irradiación (G). Sin embargo, los puntos característicos de la curva I-V varían ante cambios de dichos parámetros los cuales se calculan mediante las ecuaciones (2.3) y (2.4) contenidas en [19].

$$I'_{sc} = \frac{G_i}{G_n} (I_{sc} + TC_i(T - T_n)) \quad (2.3)$$

$$V'_{oc} = TC_v(T - T_n)V_{oc} + A \left(e^{B \frac{G_i}{G_n}} - e^{C \frac{G_i}{G_n}} \right) \quad (2.4)$$

donde G_i y T_i son la radiación y temperatura del medio, mientras que G_n y T_n corresponden a las condiciones nominales respectivamente. Los términos

TC_i y TC_v son razones de cambio de la corriente y el voltaje de la celda por grado Celsius (dados por el fabricante) y serán abordados más adelante. De aquí puede deducirse que para un aumento de la radiación y la temperatura, tanto V_{oc} como I_{sc} se incrementan. Para el caso del voltaje en circuito abierto, las constantes A , B y C se calculan evaluando la ecuación (2.4) en tres puntos de operación conocidos de acuerdo a [20].

A continuación compararemos dos modelos frecuentemente utilizados en el estudio de celdas fotovoltaicas [21, 22]: uno de ellos es conocido como el modelo analítico por comportamiento eléctrico y el otro es el modelo basado en circuito equivalente.

2.3.1. Modelo analítico por comportamiento eléctrico

Este modelo permite obtener la curva característica I-V a partir de los parámetros fundamentales de la celda encontrados en la hoja de datos del fabricante ajustándola de tal manera que pueda pasar por sus puntos característicos [19]. La ecuación que define el modelo analítico es

$$I(V) = \frac{I_{sc}}{1 - e^{-\frac{1}{b}}} \left[1 - e^{\frac{V}{bV_{oc}} - \frac{1}{b}} \right], \quad (2.5)$$

donde I_{sc} y V_{oc} corresponden a los valores de corriente en corto circuito y voltaje en circuito abierto del panel respectivamente y b es una constante que actúa como parámetro de ajuste para lograr que la curva cruce por sus puntos característicos.

Obtención del parámetro de ajuste b

Como puede apreciarse, es posible conocer todos los datos excepto el de b que es único para cada celda. Sin embargo, debido a que existe cierta dificultad para despejarlo por las características de la ecuación, es necesario calcularlo mediante iteraciones a través de un algoritmo que aplique el método de Newton empleando una expresión resultante que despeje solo una de las constantes y resolverla en un punto de operación definido (que para este caso puede ser el punto de máxima potencia: $I = I_{mpp}$ y $V = V_{mpp}$) de tal forma que se emplee un factor de error mínimo ϵ que logre llevar a b al valor más óptimo para la curva. Así entonces, la ecuación obtenida es

$$b_{n+1} = \frac{V_{mpp} - V_x}{V_x \ln \left[1 - \frac{I_{mpp}}{I_x} \left(1 - e^{\frac{1}{b_n}} \right) \right]}. \quad (2.6)$$

En condiciones estándar, que son denotadas en algunas hojas de datos de celdas convencionales (con temperatura cercanas a los 28°C), se obtiene un valor aproximado de $b = 0.0340$.

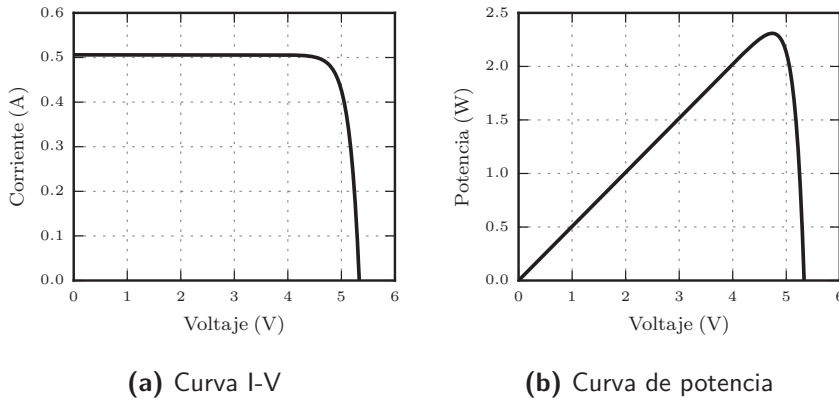


Figura 2.6. Simulación del modelo analítico bajo condiciones estándar.

Características del modelo analítico

La curva I-V dada por (2.5) para $I_{sc} = 0.5$ A, $V_{oc} = 5.0$ V y $b = 0.0340$ se muestra en la figura 2.6a) con sus puntos característicos y una segunda gráfica (figura 2.6b) que corresponde a la variación de la potencia para hallar el punto de máxima potencia capaz de entregar la celda.

De acuerdo a la figura 2.6b, se puede apreciar que el punto de máxima potencia se logra aproximadamente para un voltaje de 4.7 V en donde es posible alcanzar una potencia de 2.3 W en condiciones estándar.

2.3.2. Modelo basado en circuito equivalente

Este segundo modelo representa una celda solar mediante un circuito equivalente que logra describir la curva característica [23]. A continuación se muestra en la figura 2.7 un esquemático que describe a una celda solar mediante el modelo circuital.

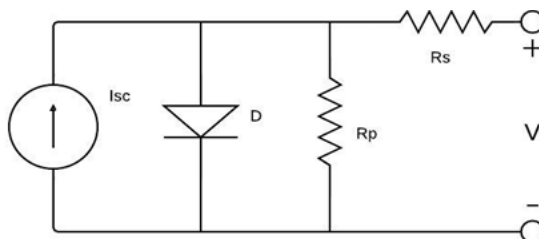


Figura 2.7. Representación del modelo de circuito equivalente

El modelo muestra una fuente de corriente y un diodo conectados en paralelo que caracterizan a una celda solar de manera ideal. La fuente corresponde

a la corriente en corto circuito (I_{sc}) cuando el voltaje de operación es cero; sin embargo, el modelo incluye dos componentes adicionales que son R_p (resistencia paralelo) y R_s (resistencia serie) que representan las pérdidas del sistema que ocurren por las características físicas del panel; esto corresponde a una celda solar real. En la práctica, R_p presenta un valor infinito para evitar que la corriente I , dirigida a la salida, se disminuya y a su vez que R_s sea cero, situación donde no se presentan pérdidas de voltaje en la salida.

Al hacer el análisis de circuitos correspondiente, la ecuación resultante del modelo es

$$I(V) = I_{sc} - I_o \left[e^{\frac{V - R_s I}{a V_t}} - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p}, \quad (2.7)$$

donde los parámetros I_o , V_t y a corresponden a la corriente de saturación, voltaje térmico y constante de emisión del diodo respectivamente. Es importante mencionar que V_t se expresa matemáticamente como

$$V_t = \frac{kT}{q}, \quad (2.8)$$

siendo k es la constante de Boltzman, T la temperatura del diodo y q la carga eléctrica del electrón. Muchos de los términos mencionados son constantes. Sin embargo, para el caso de R_s y R_p deben obtenerse según las características del panel donde el algoritmo empleado puede verse de forma detallada en [23].

Obtención de la curva I-V y curva de potencia

De la misma forma que ocurrió para el parámetro de ajuste del modelo analítico, las resistencias del modelo circuital deben obtenerse mediante iteraciones que permitan acercarse al valor real del componente fotovoltaico. Así, luego de la ejecución de los algoritmos asumiendo condiciones estándar de los fabricantes (temperatura del panel en 28°C y una irradiación solar de 1000 W/m²), los resultados de los parámetros del modelo son: $R_p = 286.13 \, \Omega$ y $R_s = 0.9339 \, \Omega$ para una corriente inversa de aproximadamente $I_o = 3.37254 \times 10^{-90} \, \text{A}$. Finalmente, las gráficas resultantes del modelo circuital se muestran en las figura 2.8a y figura 2.8b.

En la figura 2.8b se observa que el punto de máxima potencia se ubica para un voltaje de 4.74 V generando una potencia de 2.30 W. Nótese que este punto es casi equivalente al logrado en el modelo analítico lo cual valida una similitud entre ambos.

2.4. Comparación de los modelos

En esta subsección se identifica aquel modelo que presente un mejor ajuste sobre una celda solar para aplicaciones espaciales. Esto implica establecer un

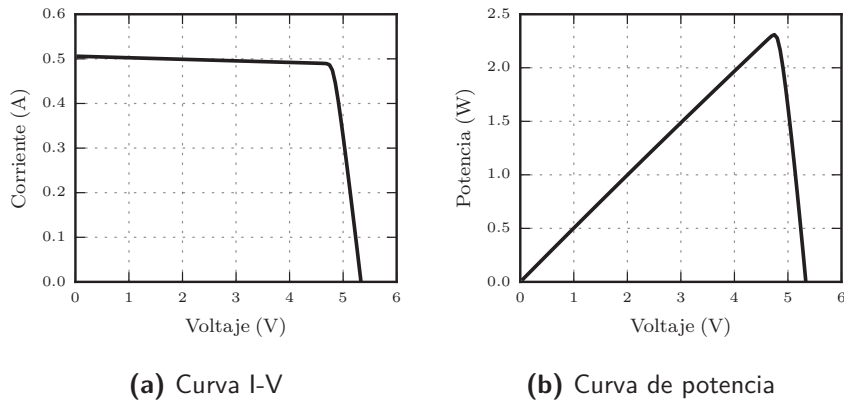


Figura 2.8. Simulación del modelo circuital bajo condiciones estándar.

escenario experimental adecuado y con condiciones ambientales homogéneas para realizar mediciones de las variables implicadas. Posteriormente se realiza un análisis comparativo que busca determinar qué modelo logra un mejor ajuste a la curva real I-V. Ahora se procederá a describir el proceso seguido para las distintas mediciones partiendo con una breve descripción del dispositivo empleado en el proceso.

2.4.1. Celda solar implementada

Para validar los modelos descritos, es conveniente dar a conocer la celda solar que ha sido utilizada para los análisis tanto matemáticos como experimentales. Partiendo de los valores nominales proporcionados por el fabricante, para las condiciones del espacio, se espera lograr resultados más concretos al momento de realizar la respectiva comparación. El dispositivo corresponde a una celda solar de triple juntura con sustrato de Arseniuro de Galio (GaAs) Ref: 3G28C fabricado por la empresa alemana Azur Space [13], el cual presenta una eficiencia η del 28 %. Los parámetros característicos de una sola celda se pueden apreciar en la tabla 2.1 que han sido extraídos directamente de su hoja de datos:

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Voltaje en Circuito Abierto	V_{oc}	2667	mV
Corriente en Corto Circuito	I_{sc}	506	mA
Voltaje en Máxima Potencia	V_{mpp}	2371	mV
Corriente en Máxima Potencia	I_{mpp}	487	mA
Eficiencia		28	—

Tabla 2.1. Parámetros de la celda solar de Azur Space

Es necesario aclarar que los datos anteriores ocurren en condiciones nominales de temperatura e irradiación solar que respectivamente son 28°C y 1363 W/m^2 (en el espacio). De igual forma, teniendo en cuenta que el comportamiento de una celda depende también de factores ambientales, ahora se muestra una segunda tabla que corresponde a las razones de cambio de los parámetros eléctricos respecto a la temperatura de la celda (mencionados al principio de esta sección) para un rango de 25°C a 80°C :

Parámetro	Razón	Valor	Unidad
Variación V_{oc} : TC_v	$\Delta V_{oc}/\Delta T$	-6.0	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Variación I_{sc} : TC_i	$\Delta I_{sc}/\Delta T$	0.32	mA/ $^{\circ}\text{C}$
Variación V_{mpp} : $TC_{v,mpp}$	$\Delta V_{mpp}/\Delta T$	-6.1	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Variación I_{mpp} : $TC_{i,mpp}$	$\Delta I_{mpp}/\Delta T$	0.28	mA/ $^{\circ}\text{C}$

Tabla 2.2. Razones de cambio de los parámetros eléctricos respecto a la temperatura de la celda solar de Azur Space

Para el caso de las pruebas experimentales fue utilizada una celda solar de 1U empleada para satélites tipo CubeSat como se puede apreciar en la figura 2.9.

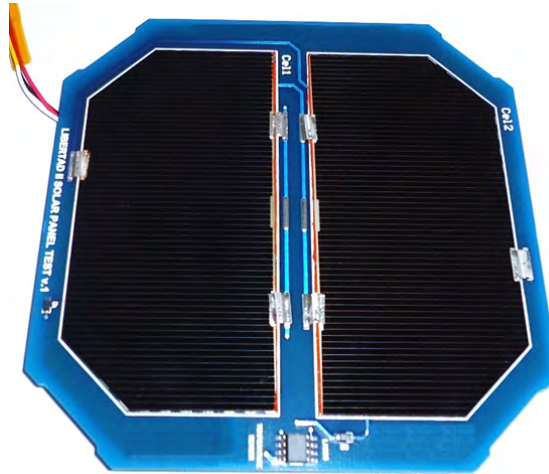


Figura 2.9. Panel solar de Azur Space de 28 % de eficiencia

El panel cuenta con dos celdas conectadas en serie lo cual le implica tener un voltaje en circuito abierto dos veces mayor al mostrado en la tabla 2.1. De este modo, los parámetros eléctricos definitivos que deben aplicarse de ahora en adelante son los siguientes:

$$V_{oc} = 5334 \text{ mV} \quad I_{sc} = 506 \text{ mA}$$

Y para el punto de máxima potencia:

$$V_{mpp} = 4742 \text{ mV} \quad I_{mpp} = 487 \text{ mA}$$

2.4.2. Mediciones experimentales

El esquema de la figura 2.10 muestra una representación general del procedimiento planteado para la toma de datos. Las mediciones fueron realizadas utilizando radiación solar como fuente de energía incidiendo de forma perpendicular sobre un panel solar 1U de *Azur Space* que además se encontraba conectado a una carga electrónica PV8500 de *BK Precision* para representar la carga de la celda mediante variación del voltaje desde 0 V hasta V_{oc} con intervalos de $\Delta V = 0.1 \text{ V}$. Los datos de voltaje y corriente se grafican por el propio software de la carga que eran exportados a un archivo de texto para su posterior análisis y visualización. Durante cada medición, se tomaba la temperatura de la superficie del panel empleando un termómetro de infrarrojos Fluke 62 MAX con margen de error de $\pm 1.5^\circ\text{C}$; la radiación solar fue medida utilizando un piranómetro con margen de error de $\pm 10 \text{ mW/m}^2$ (equivalente a 10 W/m^2).

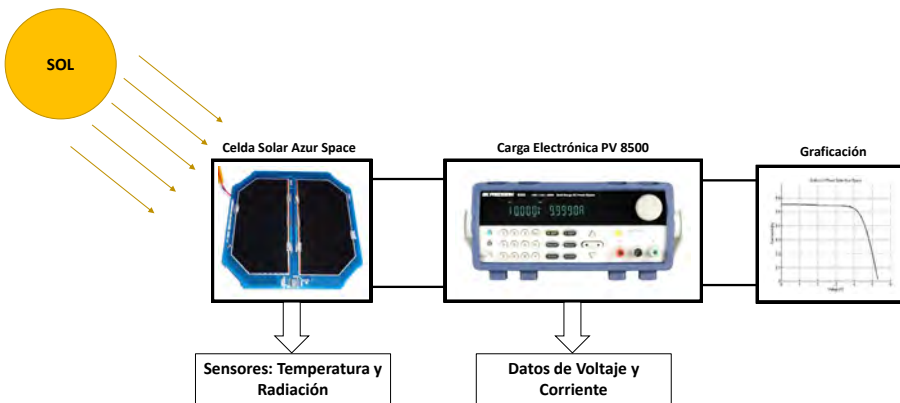


Figura 2.10. Representación esquemática del proceso experimental.

Al finalizar el proceso, las condiciones a las que fueron sometidas las celdas solares se muestran en la tabla 2.3:

Característica	Valor	Unidad
Temperatura Mínima del Panel	30	°C
Temperatura Máxima del Panel	57	°C
Temperatura Promedio de Pruebas	38 a 40	°C
Irradiación Máxima Percibida	1090	W/m ²

Tabla 2.3. Características ambientales de las mediciones experimentales

Luego de la toma de datos realizadas el día 3 de febrero del 2014 entre las 12:00 m y 12:40 p.m. en las instalaciones de la Universidad Sergio Arboleda de la ciudad de Bogotá (Coordenadas: 4°39'39.5"N y 74°03'36.1"W). Se logró un punto de máxima potencia de 2.3 W para un voltaje V_{mpp} de 4.2 V.

2.4.3. Comparación de modelos

A partir de los datos experimentales, se tiene un punto de partida para validar y comparar los modelos aplicados mediante datos experimentales y así realizar una primera comparación de las curvas características. A continuación se describen los resultados alcanzados.

Comparación del modelo analítico y circuital

Como primera parte de la comparación es conveniente realizar una superposición inicial de las curvas características I-V de los modelos matemáticos estudiados de acuerdo a los datos y condiciones nominales que fueron tomados desde la hoja de datos de la celda solar de *Azur Space* [13], obteniendo la figura 2.11.

Bajo un concepto general, ambos modelos coinciden en los puntos característicos de toda celda solar (I_{sc} , V_{mp} y Punto de Máxima Potencia) lo cual parece indicar una validación correcta entre ambos modelos en función de las condiciones nominales. Como punto central, es necesario observar para las condiciones ambientales en las que fueron sometidas las celdas solares cuál curva se aproxima a los datos experimentales.

Los modelos fueron aplicados bajo las condiciones experimentales de la celda solar con el fin de realizar una primera comparación de los comportamientos de los parámetros eléctricos. Los resultados alcanzados brindan una perspectiva preliminar sobre la aplicación de las ecuaciones planteadas en escenarios aeroespaciales. Para un mejor análisis, solo se consideran la curvas I-V. A continuación se realizan las siguientes comparaciones:

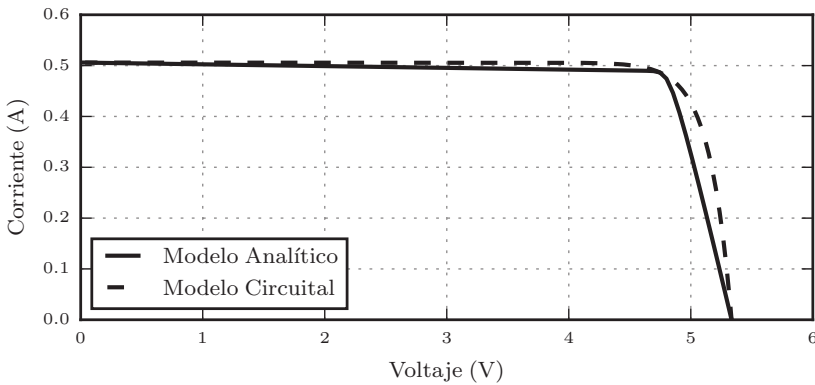


Figura 2.11. Comparación entre el modelo analítico y el modelo de circuito equivalente

Comparación Modelo Analítico y Experimental

La primera comparación se realiza sobre el modelo analítico descrito por [19]. Recordemos que este caso presenta la característica de depender únicamente de los puntos característicos de la celda junto a un parámetro de ajuste $b = 0.0340$, La superposición de la curva experimental con la figura 2.8a modificados para el escenario experimental arroja el resultado mostrado en la figura 2.12.

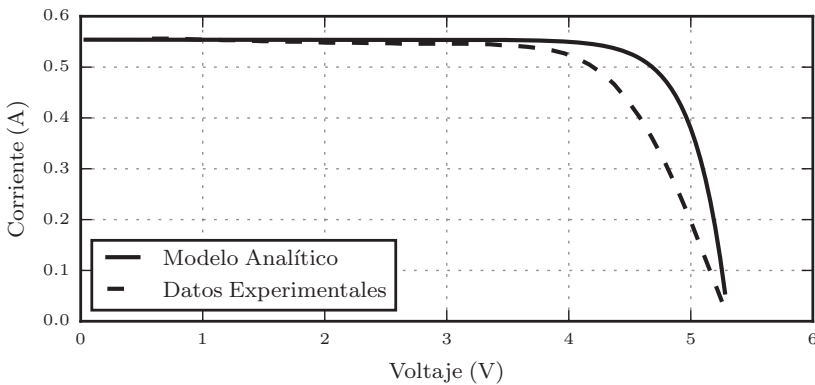


Figura 2.12. Comparación entre el modelo analítico y la curva I-V experimental para una temperatura de 40°C

El resultado obtenido demuestra una equivalencia entre los puntos extremos de la curva característica (dada la forma de los modelos) y en la región de corriente constante donde la curva describe la misma tendencia. A medida que se aproxima a la región de máxima potencia, la curva experimental en la región de caída de corriente descende cerca de los 4 V mientras que el modelo

lo hace aproximadamente en los 4.3 V formando una región diferenciada que representa un margen de error.

Comparación modelo circuital y experimental

Para esta comparación que corresponde al modelo circuital, debe mencionarse inicialmente que el comportamiento eléctrico depende de los parámetros propios de los elementos que conforman el circuito equivalente [23]. Ahora, nuevamente realizando una unificación de curvas I-V en condiciones experimentales se obtiene la figura 2.13.

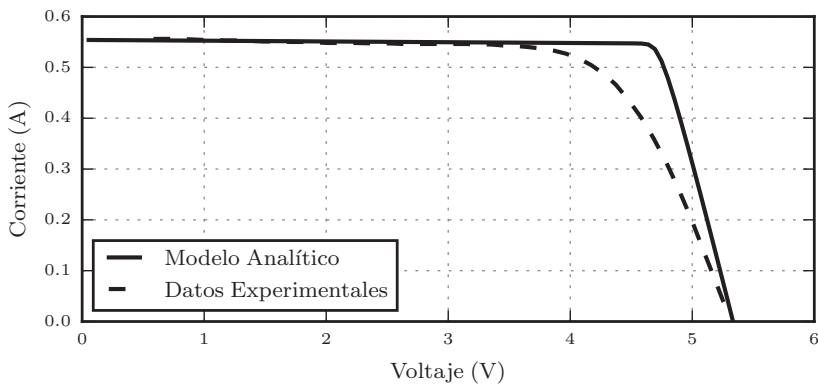


Figura 2.13. Comparación entre el modelo de circuito equivalente y la curva experimental para una temperatura de 40°C

Teniendo en cuenta lo logrado en la situación anterior, nuevamente se alcanza una equivalencia entre los puntos extremos de la curva junto a la región de corriente constante. Sin embargo, en esta situación, se alcanza un mayor margen de error sobre el punto de máxima potencia dado que en el modelo la caída de corriente ocurre por encima de los 4.5 V.

En resumen, los datos experimentales no coinciden en absoluto con ninguno de los modelos matemáticos propuestos debido a los márgenes de error identificados específicamente sobre la región de caída de corriente. De esta forma no puede hacerse una posible conclusión definitiva sobre el modelo que integraría el sistema de energía dado que la principal divergencia es el no ajuste del punto de máxima potencia; ante esto aún no se establece un resultado definitivo.

Los cambios en las curvas I-V pueden justificarse teniendo en cuenta que las celdas implementadas son diseñadas para el espacio exterior con cual debe considerarse la probabilidad de que puedan perder parte de su eficiencia al utilizarlos en aplicaciones terrestres. Por tal motivo, lo que debe hacerse ahora es ajustar los modelos para aproximarlos a la gráfica experimental.

Corrección de modelos matemáticos

De acuerdo con la información proporcionada por la gráfica experimental I-V (junto a las condiciones ambientales reales de 38°C y 1090 W/m²) se utilizarán los siguientes datos para realizar la corrección de los modelos matemáticos teniendo en cuenta las ecuaciones (2.3) y (2.4).

$$I_{sc} = 0.557 \text{ A} \quad V_{oc} = 5.3 \text{ V}$$

y para el punto de máxima potencia:

$$I_{mpp} = 0.511 \text{ A} \quad V_{mpp} = 4.116 \text{ V}$$

Realizando el mismo procedimiento a partir del algoritmo que permite hallar el parámetro de ajuste b de acuerdo a lo mostrado en [19], los datos experimentales indican el valor de: $b = 0.965$.

Al introducir los valores anteriores en el algoritmo que resuelve la ecuación del modelo de circuito equivalente [23], se recalculan los valores de las resistencias R_s y R_p para las condiciones particulares que definen la curva I-V junto a las condiciones ambientales del escenario experimental. De acuerdo con esto, los parámetros obtenidos fueron:

$$R_p = 88.479 \text{ } \Omega \quad R_s = 1.0 \text{ } \Omega$$

Finalmente, realizando una variación en el parámetro del diodo se logra ajustar la región de máxima potencia para una magnitud de $a = 8$.

Luego de ejecutar una corrección de dichos parámetros sobre cada modelo, se procede a realizar las comparaciones definitivas que determinarán aquél que presente un mejor ajuste para integrar el sistema de potencia eléctrica. La figura 2.14 corresponde a la superposición definitiva de las curvas I-V corregidas junto a la curva experimental.

En cierta medida puede afirmarse, de forma definitiva, que ambos modelos presentaron un ajuste muy aproximado y prácticamente equivalente a la curva experimental. Si se desprecia el margen de error que se presenta en el modelo analítico justo en la región de caída de corriente, ambas curvas I-V son casi equivalentes presentando el mismo punto de máxima potencia respecto a los datos que brindó la celda solar de *Azur Space*. Si se aplica el método de error cuadrático medio se puede comprobar la magnitud cualitativa del error entre ambas gráficas. Esto se puede observar en la tabla 2.4.

Una conclusión más importante que resulta a partir de los márgenes de error es validar que tanto el modelo analítico como el modelo de circuito equivalente, que se emplean generalmente para aplicaciones terrestres, también permiten definir el comportamiento de celdas de alta eficiencia para uso aeroespacial mediante el cambio de sus parámetros lo cual resulta ser muy importante dentro

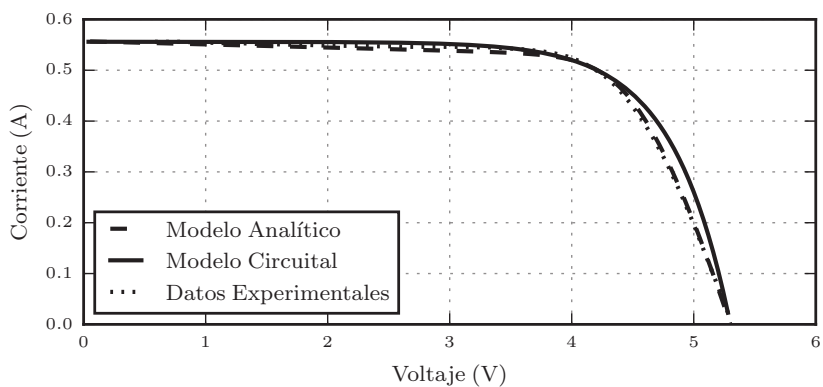


Figura 2.14. Superposición de las curvas I-V de los modelos corregidos y la curva I-V de los resultados experimentales

Modelos comparados	Margen de error
Modelo Analítico	0.002600
Modelo Circuital	0.000045

Tabla 2.4. Margen de error de los modelos aplicados

del proceso de simulación de la captación de energía en un sistema EPS donde ambos respondieron a los cambios de las variables ambientales. Así entonces, se puede afirmar que ambos modelos son adecuados. Sin embargo, se debe recordar que el modelo analítico necesita de únicamente un parámetro para ajustarse, mientras que el circuital requiere tres. En definitiva, se selecciona el modelo analítico.

2.5. Conclusión

Todas las celdas solares presentan el mismo comportamiento sin importar la aplicación para la que se requieren, por ende pueden modelarse de la misma forma. Los modelos utilizados para describir el comportamiento de una celda solar, conocidos individualmente como modelo analítico y modelo de circuito equivalente permitieron ajustar la curva I-V medida experimentalmente de un panel solar de alta eficiencia para aplicaciones espaciales a partir de un proceso de corrección de parámetros. Aunque el modelo circuital presentó un menor margen de error aplicando el método de mínimos cuadrados, este presenta una mayor complejidad por la variación de tres de sus parámetros para lograr el ajuste. El modelo analítico solo requiere de un único parámetro para ajustar la curva I-V.

2.6. Resumen

Los modelos estudiados para la caracterización de celdas solares han sido implementados según la literatura para aplicaciones terrestres; sin embargo, el trabajo que ha sido aquí desarrollado ha permitido validar que tanto el modelo analítico como el modelo circuital pueden adaptarse para celdas solares de alta eficiencia elaboradas para misiones aeroespaciales. Esto fue posible mediante el ajuste de parámetros propios que definen las expresiones matemáticas de cada modelo. Por un lado, el modelo analítico, que presenta un único parámetro para modificar la curva I-V y ajustarla según los puntos característicos de esta. En segunda instancia, el modelo circuital presenta una mayor complejidad de ajuste ya que requiere de tres parámetros para modificar la curva de corriente, siendo uno de ellos la constante de emisión del diodo que generalmente se asume constante; en esta investigación su cambio logra un mayor ajuste de la curva.

Los resultados mostraron que el modelo circuital cuenta con un margen de error más reducido con relación al modelo analítico. Sin embargo, la cantidad de parámetros que deben controlarse es mayor, por esa razón y para evitar problemas durante la ejecución de las simulaciones, se ha seleccionado el modelo analítico como la celda adecuada para integrar el sistema de energía.

Bibliografía

- [1] Paluszek, M., De Castro, E. & Hyland, D., *The CubeSat Book*, 1a ed., Princeton Satellite System, 2010
- [2] Dan Lazar, R., Bucelea, V., & et al, "Optimized Design of Power Supply for CubeSat at Aalborg University", *Institute of Energy Technology*, No. 2, pp. 1–147, 2001
- [3] Patel, M., *Spacecraft Power System*, 1a ed., CRC Press, 2005
- [4] Dreissas, R., *CubeSat Electrical Power System Simulation, A Generic Approach* Natural Sciences Series; Akademiker Verlag, 2013
- [5] Horn, M., "La radiación solar como recurso energético", *Universidad Nacional de Ingeniería, Facultad de Ciencias*, Perú, 2011
- [6] Instituto Latinoamericano de la Comunicación Educativa, "IV. Las lecciones del siglo XX. El descubrimiento del fotón", *Biblioteca Digital ILCE*, vol. 1, 2011
- [7] Lorenzo, E., *Solar electricity: engineering of photovoltaic systems* Sevilla: Proensa, 1994

- [8] Castañer, L. & Silvestre, S., *Modelling Photovoltaic Systems using PS-pice* Universidad Politécnica de Cataluña, Editorial John Wiley & Sons, LTD, 2002
- [9] Pereda, I., "Celdas Fotovoltaicas en Generación Distribuida", *Pontificia Universidad Católica de Chile, Escuela de Ingeniería*, pp. 9–22, 2005
- [10] Nelson, J., "The Physics of Solar Cells", *S.1.: Imperial College*, p. Capítulo 4, 2013
- [11] Spectrolab, "28.3 % Ultra Triple Junction (UTJ) Solar Cells", 2010
- [12] Nasser K. & King, R., "Development and Characterization of High-Efficiency Dual- and Triple-Junction Solar Cells", *Transaction on electron devices*, vol. 46, p. 10, 1999
- [13] Azur Space, "30 % Triple Junction GaAs Solar Cell", 2012, [Online]. Disponible en: <http://azurspace.de>, revisado el 10 de abril de 2014
- [14] Wolfgang, G. et al, "Current-matched triple-junction solar cell reaching 41.1 % conversion efficiency under concentrated sunlight", *Applied Physics Letters*, vol. 94, p. 22, 2009
- [15] Gonzalez-Llorente J. & Farah J., "Maximizando la potencia en celdas solares: un enfoque pedagógico", *LACCEI Latin America and Caribbean Conference, Panama 2012*, pp. 2–7, Julio 2012
- [16] Crispim, J., Carreira, M., & Castro, R., "Validation of Photovoltaic Electrical Models Against Manufacturers Data and Experimental Results", *In Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2007. POWERENG 2007. International Conference*, pp. 556–561, Julio 2007
- [17] Fermia, N., Petrone, G., Spagnuolo, G. & Vitelli, M., *Power Electronics and Control Techniques for Maximum Energy Harvesting in Photovoltaic Systems* CRC Press, Boca Raton, 2013
- [18] Gonzalez-Llorente, J., Hurtado, R., Sanchez-Sanjuan, S. & Ortiz-Rivera, E., "Evaluation of Techniques for Power Regulation on Nanosatellites", *10th European Space Power Conference - ESPC 2014. Noordwijk, The Netherlands*, pp. 556–561, Marzo 2014
- [19] Ortiz-Rivera, E. & Peng, F., "Analytical Model for A Photovoltaic Module using the Electrical Characteristics provided by the Manufacturer Data Sheet", *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists. Recife, Brazil*, pp. 2087–2091, 2005

- [20] Gil-Arias, O., “Modelado y Simulación de Dispositivos Fotovoltaicos”, *M.Sc tesis, Universidad de Puerto Rico - Recinto de Mayaguez, Puerto Rico*, 2008
- [21] Cotfas, D. T., Cotfas, P. A., & Kaplanis, S., “Methods to determine the DC parameters of solar cells: A critical review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 28, pp. 588–596, 2013
- [22] Saetre, O., Midtgard, O. & Hristov, G., “A new analytical solar cell I-V curve model”, *Renewable Energy*, vol. 36, pp. 2171–2176,, 2011
- [23] Villalva, M. G., Gazoli, J. R., & Filho, E. R., “Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1198–1208., 2009

Baterías implementadas en pequeños satélites

3.1. Introducción

Las baterías representan el elemento principal en el proceso de almacenamiento de energía e incluso en la distribución de la misma en caso de que las celdas solares no cuentan con una fuente de radiación disponible [1]. Es importante tener en cuenta que dadas las condiciones del espacio, no es posible utilizar cualquier tipo de batería en una misión espacial. Ante esto surgen diversas apreciaciones y requerimientos adicionales para el diseño del sistema de energía para evitar posibles anomalías durante su funcionamiento. Algunos requerimientos se mencionan en la siguiente lista [2]:

- Capacidad de recargar las baterías
- Presentar alta capacidad gravimétrica y volumétrica (relación energía-masa y energía-volumen de la batería, respectivamente)
- No presentar sensibilidad ante los movimientos, aceleraciones o vibraciones durante la misión
- Amplio rango de operación de temperatura
- No ser afectado al encontrarse en un ambiente de baja presión
- Contar con un largo ciclo de vida (definido como el número de cargas y descargas posibles antes de su deterioro) y una alta capacidad de energía almacenada durante la totalidad de la misión.

En el presente capítulo y continuando con lo mencionado en el capítulo 2, se presenta un análisis de dos modelos que permiten caracterizar el comportamiento del voltaje de una batería de Litio-Ion la cual corresponde a la tecnología más utilizada en los sistema de energía de un satélite CubeSat. A partir de simulaciones de los modelos, se espera identificar el comportamiento de carga y descarga en función del tiempo. Se compararán las simulaciones logradas con datos experimentales obtenidos de una batería de 1.0 Ah de capacidad. En la parte final se muestran los modelos definitivos para el desarrollo del trabajo de investigación.

3.2. Tipos de tecnologías en baterías

Al hablar de satélites CubeSat, debe tenerse claro el periodo de actividad de las baterías en el sistema de potencia eléctrica. La dinámica que conlleva su carga y descarga en un periodo orbital puede determinar notoriamente el tiempo de funcionalidad de la misión. Esto es debido a la imposibilidad de poder cambiar los componentes que están en periodo de degradación. Por esta razón, es conveniente conocer el ciclo de vida de las baterías para determinar factores como la tecnología a implementar, su capacidad y rango de temperatura que brinden el tiempo necesario de operación.

Para facilitar la selección de la batería adecuada en el diseño del sistema de energía, la tabla. 3.1 muestra un cuadro comparativo sobre las tecnologías de baterías más reconocidas que han sido implementadas extensivamente en misiones aeroespaciales. Entre la más representativas están las baterías Niquel-Cadmio (NiCd), Niquel Hidruro-Metálico (NiMH), Litio-Ion (Li-Ion) y Litio Polímero (Li-Po) [3].

Parámetros	NiCd	NiMH	Li-Ion	LiPo
Voltaje Terminal* [V]	1.0	1.0	2.8	2.8
Voltaje Máximo* [V]	1.55	1.55	3.7	3.7
Voltaje Nominal† [V]	1.25	1.25	2.8	2.8
Temperatura [°C]	-20 a 50	-10 a 50	-20 a 60	-20 a 60
Sensitividad a sobrecarga	Medio	Alto	Muy Alto	Muy Alto
Energía Gravimétrica (Wh/kg)	40 - 60	30 - 80	100 - 200	130 - 250
Energía Volumétrica (Wh/l)	50 - 150	140 - 200	150 - 250	150 - 300
Potencia Gravimétrica (W/kg)	150 - 200	150 - 1000	200 - 500	> 1000

Tabla 3.1. Diferentes tecnologías de batería

Voltaje Terminal*: Voltaje mínimo de la batería al descargarse completamente.

Voltaje Máximo*: Voltaje de la batería al lograr su 100 % de almacenamiento.

Voltaje Nominal†: Voltaje promedio de la batería.

Así se demuestra que las baterías de tecnología Li-Ion y Li-Po presentan una ventaja significativa en términos de temperatura y energía gravimétrica y volumétrica sobre otros tipos de baterías permitiendo su uso en aplicaciones satelitales. De igual forma, sus empaquetados y geometría los hacen compatibles para implementarse en CubeSat donde las restricciones de masa y volumen son estrictas.

3.2.1. Baterías Li-Ion y Li-Po

En la actualidad los principales tipos de baterías para aplicaciones son las Litio-Ion y Litio-Polímero. Las primeras presentaron un avance muy importante durante el desarrollo de la misión *Mars Surveyor* de la NASA [4]. De esta manera las baterías Li-Ion se convierten en el principal dispositivo de almacenamiento para los desarrolladores CubeSat, como es el caso de las misiones CanX-2 de Japón y AAUSAT-II de Dinamarca que han implementado las Li-Ion exitosamente [5, 6].

Como mejora de las Li-Ion se encuentran las baterías Li-Po que cuentan con un mejor desempeño en la relación peso-energía; pero cuentan con un ciclo de vida mas corto. La literatura muestra que las celdas de Litio-Polímero presentan una expectativa de vida de 500 ciclos cuando son cargadas y descargadas a una tasa del 50 % de su capacidad máxima, siendo superadas por las Li-Ion que logran alcanzar los 1200 ciclos dado que su capacidad de energía es 1.6 veces menor [3]. La tecnología Li-Po fue usada en el espacio para la misión AAU-CubeSat de Dinamarca en el 2003, pero se presentaron problemas de capacidad luego de un mes en espacio [7]. El problema fue resuelto por la misión COMPASS-1 de Alemania ubicando las baterías dentro de una caja sólida de aluminio conocido como *Battery Box* [8]. A pesar de esto se demuestra que las baterías Li-Po no son tan seguras como lo logran ser las Li-Ion en condiciones de vacío absoluto.

En definitiva, si se habla en términos de tamaño es claro que las Li-Po son adecuadas por su reducida masa y volumen lo cual proporciona una mayor energía gravimétrica siendo aptas para espacios reducidos como nanosatélite. Sin embargo, si la misión requiere de condiciones elevadas de energía y durabilidad en función del tiempo vida del dispositivo, los parámetros y energía dan mayor prioridad a las Li-Ion las cuales serán tenidas en cuenta durante el desarrollo de la simulación del presente trabajo.

El comportamiento de la curva característica de voltaje para una batería depende directamente de la cantidad de corriente que se le exige (figura 3.1). El término que define la tasa a la cual se está cargando o descargando se establece mediante el parámetro de capacidad C (capacidad nominal) que presenta unidades de Ah o mAh [9]. Cuando se exige un alto nivel de corriente a la batería su curva tendrá un comportamiento más pronunciado consumiendo,

su energía rápidamente como ocurre para $3.0C$. Por el contrario los niveles bajos de corriente demuestran que el voltaje decrece suavemente abarcando un mayor rango de tiempo de operación de acuerdo al caso de $0.1C$ de corriente.

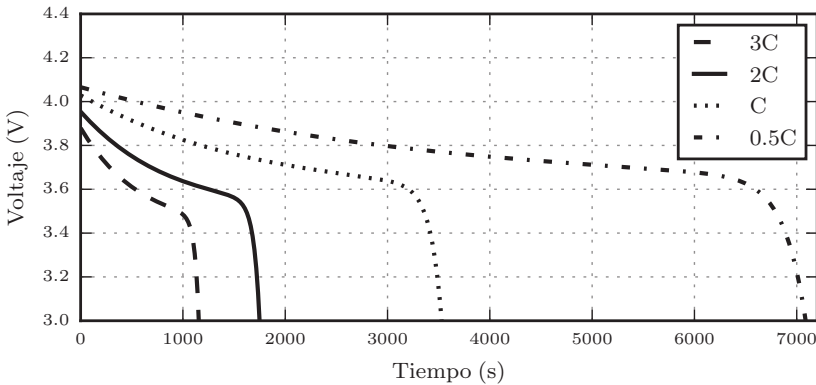


Figura 3.1. Curvas de Voltaje en función de la capacidad de descarga C para una batería Li-Ion

Una característica adicional que se destaca en las baterías Li-Ion es el efecto conocido como memoria que se produce ante la pérdida irreversible de la capacidad mientras aumenta el tiempo de uso. Luego, la capacidad disminuye al aumentar el número de ciclos de carga y descarga. Muchos fabricantes recomiendan que los ciclos deben llevarse de manera controlada para extender el tiempo de vida, esto es, evitar descargarlas por debajo de determinado porcentaje (40 %) ya que las descargas profundas producen pérdidas irreversibles de capacidad. Sin embargo, otros efectos propios de la degradación del dispositivo (que muchas veces son producidos por el usuario) pueden ser la sobrecarga, la carga con altos niveles de voltaje y la elevada tasa carga o descarga de corriente. La literatura muestra que el proceso de almacenamiento debe hacerse a una tasa de $1.0C$ y en situaciones de carga completa no permitir una corriente superior a $0.1C$. Adicionalmente, es importante evitar descargas por debajo del límite inferior de voltaje que es aproximadamente de 2.5 V al igual que evitar los ambientes de alta temperatura [3].

3.3. Modelos matemáticos de baterías Li-Ion

Las baterías representan una pieza fundamental para el diseño de un sistema de potencia eléctrica ya que permiten el almacenamiento de la energía que el satélite CubeSat captará durante su paso por la etapa de sol (el cual es denominado estado de carga). Dicha energía luego será entregada a los demás sub-sistemas cuando el satélite se encuentre en estado de eclipse o cuando la

potencia requerida supere la capacidad de las celdas solares, produciéndose de esta manera su estado de descarga. Estas condiciones pueden caracterizarse a partir de la curva de voltaje con respecto al tiempo [10].

La función de voltaje, tanto para el estado de carga como el de descarga, depende de diversos parámetros que son propios de la batería implementada. Uno de ellos es conocido como Estado de Carga (en inglés: *State of Charge, SOC*) que establece porcentualmente el nivel de energía que se encuentra almacenada [11]. En algunos modelos matemáticos puede ser considerada como variable fundamental para calcular el voltaje que ha alcanzado la batería en un determinado momento y la tasa de cambio se expresa en función de la capacidad de la batería (Amperios-Hora) a partir de los parámetros de fabricación del dispositivo. Es necesario mencionar que la función de voltaje puede variar significativamente según la tecnología de la batería [3]. Sin embargo, para este caso en particular solo se tuvo en cuenta la tecnología Litio-Ion.

Así se presentarán dos modelos matemáticos para una batería Litio-ion encontrados en la literatura. El primero de ellos corresponde al modelo conocido como Modelo Dinámico [9] y el segundo denominado modelo de doble constante de tiempo (*Two Time Constant, TTC*), [12]. En los análisis se podrá observar una comparación de los modelos para establecer aquel que se ajuste a un comportamiento real dentro de un sistema de energía.

3.3.1. Modelo 1: Modelo dinámico Li-Ion

Este primer modelo corresponde a la caracterización de la curva de voltaje mostrada en la figura 3.2, en función de los parámetros físicos de una batería tomados directamente desde la hoja de datos del fabricante [9]. De esta forma se habla de un modelo matemático que describe los cambios de la batería a lo largo de su proceso de almacenamiento en función del tiempo.

El modelo dinámico presenta dos caracterizaciones diferentes según el estado de la batería. A continuación se tratará cada etapa de manera independiente para conocer sus parámetros significativos antes de realizar el proceso de simulación.

Estado de carga

La función que define el voltaje de la batería (V_{bat}) en su estado de carga corresponde a una ecuación matemática que emplea algunos parámetros propios del dispositivo. La expresión correspondiente es 3.1

$$V_{bat} = E_o - K \frac{Q}{Q - It} It - RI + Ae^{-BI t} - K \frac{Q}{Q - It} I^*, \quad (3.1)$$

donde: E_o es el voltaje nominal de la batería (V).

K corresponde a la constante de polarización (Ω).

Q es la capacidad de la batería (Ah).

It es una representación simplificada de $\int I dt$ que es el valor de la carga almacenada (C).

A es la amplitud de la zona exponencial de la función de voltaje (V).

B es la constante de tiempo de la zona exponencial (Ah^{-1}).

I es la corriente entregada a la batería (A).

I^* es la corriente filtrada (A).

R es la resistencia del dispositivo (Ω).

El término I^* corresponde a un parámetro del modelo el cual ocurre debido a un lento comportamiento dinámico del voltaje por efecto de una respuesta estacionaria de una función paso de corriente; su inclusión permite resolver problemas de simulación para lograr un resultado más real.

También es necesario mencionar que en el modelo planteado el término $Q/(Q-It)$ es conocido como la curva que identifica la impedancia de la batería la cual cambia según la cantidad de energía que se encuentra almacenada.

Estado de descarga

En este caso, la ecuación que define el comportamiento de descarga de una batería Li-Ion es similar a la mostrada anteriormente. Sin embargo, su resistencia de polarización ahora equivaldrá a $K(Q/It)$ para el término que multiplica a I^* . De igual forma, aquel que multiplica al factor It tendrá un cambio de signo opuesto (positivo), es decir

$$V_{bat} = E_o + K \frac{Q}{Q - It} It - RI + Ae^{-BIt} - K \frac{Q}{It} I^*. \quad (3.2)$$

Por esta razón, debe tenerse mucho cuidado al momento de implementar la simulación ya que ambos estados difieren significativamente.

Obtención de parámetros

Para conocer los demás parámetros que están presentes en las ecuaciones anteriormente mostradas es necesario realizar algunos análisis matemáticos adicionales. Cuando la batería se encuentra totalmente cargada, es decir cuando $It = 0$ y se ha alcanzado el voltaje máximo el cual llamaremos V_{full} , la ecuación de carga se modifica a la forma

$$V_{full} = E_o - RI + A. \quad (3.3)$$

Dado que V_{full} se puede determinar mediante la hoja de datos de la batería, el parámetro A se calcula como

$$A = V_{full} - E_o + RI. \quad (3.4)$$

Cuando la batería ha terminado de recorrer la zona exponencial (logrando una carga Q_{exp} y voltaje V_{exp}), el parámetro B se puede aproximar a $3/Q_{exp}$. Ante esto, la expresión del voltaje que ahora llamaremos V_{nom} (que representa el voltaje de la zona nominal) se puede escribir de la forma

$$V_{nom} = E_o - K \frac{Q}{Q - Q_{nom}} (Q_{nom} + I) - RI + Ae^{(-3Q_{nom}/Q_{exp})}. \quad (3.5)$$

Para el caso de los parámetros Q_{nom} , Q_{exp} y V_{nom} , estos pueden obtenerse a través de la hoja de datos de la batería. Mediante la ecuación (3.5) es posible obtener el valor de K despejándola de la expresión (3.5) obteniendo

$$K = \left(E_o - V_{nom} - RI + Ae^{(-3Q_{nom}/Q_{exp})} \right) \frac{Q - Q_{nom}}{Q(Q_{nom} + I)}. \quad (3.6)$$

Finalmente, el término I^* resulta a partir de la función de transferencia (3.7)

$$I^* = \frac{I}{0.0083s + 1}. \quad (3.7)$$

Ahora, con la información anterior, se pasará a la etapa de ajuste de la curva característica del modelo.

Resultados de la simulación

Utilizando una batería de Li-Ion de referencia DLP431599G3 se extrajeron los parámetros establecidos por las ecuaciones matemáticas del modelo de acuerdo a la hoja de datos proporcionada por el fabricante [13]. La información obtenida la podemos apreciar en la tabla 3.2.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Voltaje Nominal	E_o	3.7	V
Resistencia Interna	R_o	0.004	Ω
Capacidad Máxima	Q	1.3	Ah
Voltaje Máximo de Carga	V_{full}	4.11	V
Voltaje Fin Zona Exponencial	V_{exp}	3.6	V
Capacidad Fin Zona Exponencial	Q_{exp}	0.8	Ah
Voltaje en Zona Nominal	V_{nom}	3.2	V
Capacidad en Zona Nominal	Q_{nom}	1.25	AhC

Tabla 3.2. Parámetros batería Li-Ion DLP431599G3

Los diferentes parámetros que están descritos hacen referencia a diferentes regiones de la curva de voltaje los cuales se operan sobre el término principal

que corresponde al potencial nominal que para las baterías Li-Ion se ubica alrededor de los 3.7 V. Las dos regiones se denominan: Zona Nominal y Zona Exponencial. La primera corresponde al rango cercano al valor nominal que ocurre para estados de carga elevados, mientras que el segundo representa la región donde la curva cambia a una razón de cambio elevada para un estado de carga cercano a cero.

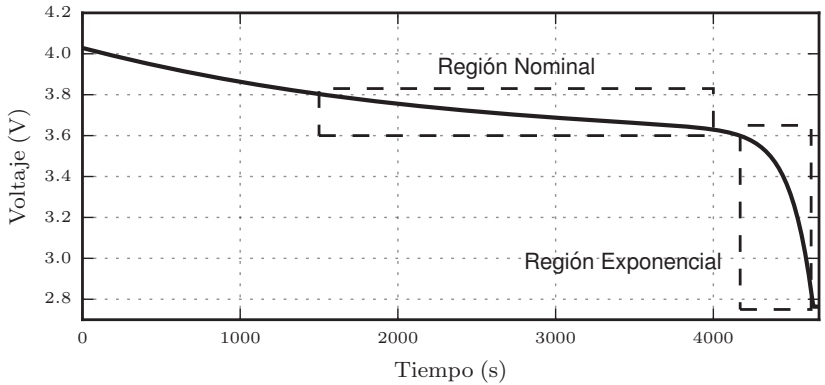


Figura 3.2. Regiones características de la curva de voltaje de una batería Li-Ion

Complementariamente, las constantes A , B y K calculadas para este trabajo se pueden observar en la tabla 3.3. El parámetro B , el cual corresponde a una constante empleada genéricamente para las baterías Li-Ion al igual que el modelo propuesto, fueron tomados de la referencia [9].

Parámetro	Valor	Unidad
Constante A	0.5040	V
Constante B	26.5487	Ah ⁻¹
Constante K	0.0075	V/Ah

Tabla 3.3. Valor de las constantes del modelo matemático

Gráficas de Carga y Descarga

Empleando la ecuación (3.2) se exige una corriente de 1.3 A y asumiendo que la batería presenta un estado de carga (SOC) del 100 %, la función de voltaje se aprecia en la figura 3.3a. En este caso la curva inicia desde el valor de voltaje máximo posible que se determina a partir del parámetro V_{full} , que en este caso particular es de 4.2 V. Desde allí, el voltaje se reduce hasta la sección nominal que está alrededor del valor E_o permaneciendo estable un determinado tiempo

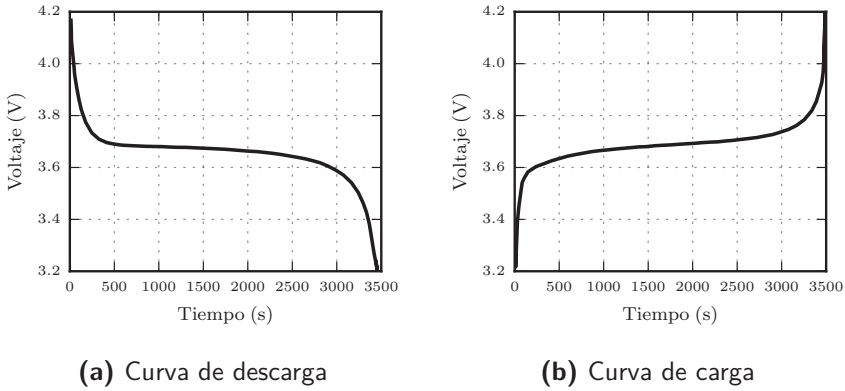


Figura 3.3. Curva de voltaje del modelo dinámico para (a) Etapa de Descarga
(b) Etapa de Carga

hasta ubicarse finalmente sobre la región exponencial dejando caer el voltaje hasta los 3.2 V.

Para la situación de carga, la función de voltaje obtenida se puede apreciar en la figura 3.3b. Aquí el potencial de la batería parte desde un valor mínimo cercano a los 3.2 V; luego de un rápido incremento generado por las características de la región exponencial, pasa por su valor nominal hasta aproximarse a su voltaje máximo de 4.2 V.

3.3.2. Modelo 2: Circuito con doble constante de tiempo (TTC)

El segundo modelo descrito en [12] corresponde al análisis de una configuración circuital equivalente compuesta por dos mallas RC que determinan el potencial en circuito abierto de la batería. La figura que representa el esquema mencionado se puede observar en la figura 3.4.

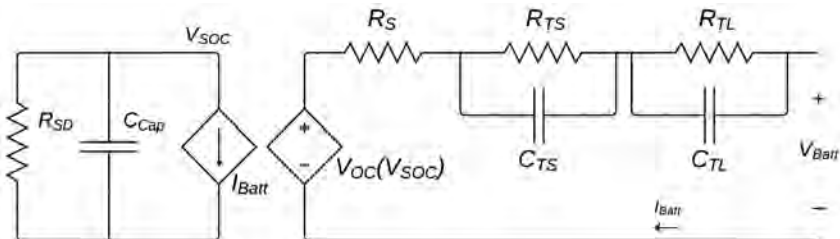


Figura 3.4. Circuito equivalente del modelo 2

Obtención de parámetros

Para comprender el modelo propuesto debe manejarse por partes. La malla de la izquierda (que presenta la fuente dependiente de corriente) determina el estado de carga del sistema en términos de voltaje (el cual se encontrará entre 0 V y 1 V en el nodo superior). La resistencia demarcada como R_{SD} , por la cual circula una corriente de auto-descarga, es considerada de valor infinito ya que dicha corriente es tan pequeña que puede ser despreciada. Ahora, la fuente dependiente de corriente está establecida según la corriente que esté circulando en la malla derecha, en otras palabras, aquella que está recibiendo o entregando la batería, por ello al plantear la ecuación del arreglo en paralelo con el condensador C_{cap} se obtiene que

$$V_c = -\frac{1}{C_{cap}} \int I_{Batt} \cdot dt, \quad (3.8)$$

donde I es la corriente de la batería. Para el caso del condensador C_{cap} , se puede calcular a través de la siguiente expresión

$$C_{cap} = 3600Cap f_1 f_2, \quad (3.9)$$

siendo Cap la capacidad máxima de la batería en unidades de Ah; f_1 junto a f_2 son factores que determinan el deterioro de la batería en términos del número de ciclos y temperatura respectivamente. Sin embargo, se asumirán que tendrán un valor de 1 que es el caso ideal del modelo. Así pues, para la batería utilizada en el modelo 1 donde su capacidad estaba en los 1.3 Ah, esto indica que la capacitancia tendrá un valor de

$$C_{cap} = 3600 \times 1.3 = 4684.$$

De esta manera, la expresión que determinará el estado de carga V_{SOC} asumiendo a I constante es

$$V_{SOC} = -\frac{I}{C} t. \quad (3.10)$$

Es decir que para una corriente de 1.3 A, la batería llegará a su 100 % de carga luego de 4684 s.

Para la malla de la derecha, es necesario determinar la ecuación que incluya todos los elementos pasivos que conforman el modelo circuital. De esta manera, la expresión principal resultante es

$$V_{Batt} = V_{oc} - R_S I_{Batt} + \frac{1}{C_{TS}} \int I_{C_{TS}} dt + \frac{1}{C_{TL}} \int I_{C_{TL}} dt, \quad (3.11)$$

donde $I_{C_{TS}}$ y $I_{C_{TL}}$ corresponden a las corrientes de los capacitores C_{TS} y C_{TL} respectivamente expresados como

$$I_{C_{TS}} = \frac{-1}{R_{TS} C_{TS}} \int I_{C_{TS}} dt - I_{Batt}, \quad (3.12)$$

$$I_{CTL} = \frac{-1}{R_{TL}C_{TL}} \int I_{CTL} dt - I_{Batt}. \quad (3.13)$$

Ahora, para calcular los parámetros del modelo, deben aplicarse algunas ecuaciones adicionales que dependen de un único parámetro: el voltaje que define el estado de carga (V_{SOC}) que se calculó en la malla de izquierda. Estas expresiones definidas por [12] en una batería Litio-Ion son:

Para la fuente de voltaje V_{OC} :

$$V_{OC} = -1.031e^{-35SOC} + 3.685 + 0.2156SOC - 0.1178SOC^2 + 0.3201SOC^3. \quad (3.14)$$

Para las resistencias:

$$R_s = 0.1562e^{-24.37SOC} + 0.07446, \quad (3.15)$$

$$R_{TS} = 0.3208.e^{-29.14SOC} + 0.04669, \quad (3.16)$$

$$R_{TL} = 6.603.e^{-155.2SOC} + 0.04984. \quad (3.17)$$

Finalmente, para los condensadores:

$$C_{TS} = -752.9e^{-13.51SOC} + 703.6, \quad (3.18)$$

$$C_{TL} = -6056e^{-27.12SOC} + 4475 \quad (3.19)$$

De acuerdo a la aplicación de las expresiones anteriores de los elementos propios del circuito equivalente, se identifica que cada ecuación presenta dependencia de un único parámetro lo cual simplifica el proceso de simulación y por ende el manejo de variables.

Gráfica de carga y descarga

A diferencia del primer modelo, la caracterización de los estados de la batería se logra a partir de la misma expresión matemática, lo cual es una ventaja en la implementación. Por ello, al aplicar una corriente de 1.3 A tanto para el proceso de carga como para el de descarga, se obtienen los resultados para la etapa de carga en la figura 3.5a y para la descarga en la figura 3.5b.

3.4. Descripción y comparación de modelos

En esta sección se hará una comparación de los resultados de las diferentes simulaciones logradas y, al igual que lo realizado en las celdas solares, se tomarán datos experimentales de una batería real de Li-Ion utilizada para misiones aeroespaciales para comparaciones definitivas.

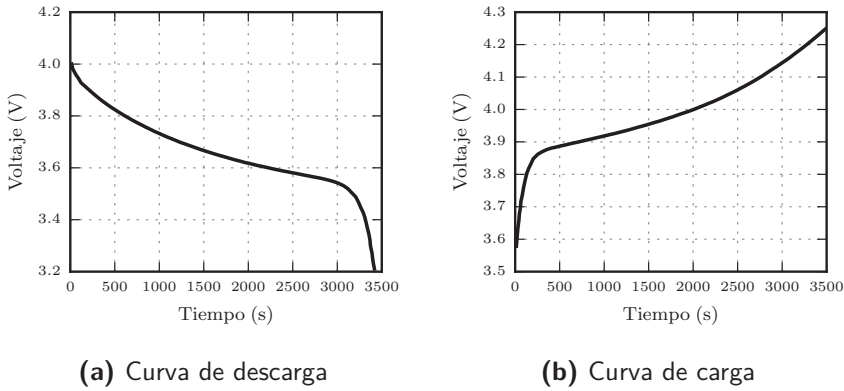


Figura 3.5. Gráficas del modelo de doble constante de tiempo para (a) Estado de descarga, (b) Estado de carga

Comparación de simulaciones

Ambos modelos permiten describir el comportamiento de una batería Li-Ion. Sin embargo, para conformar el sistema de energía de un satélite CubeSat es necesario implementar aquel que presente una mayor aproximación al verdadero comportamiento de un dispositivo de almacenamiento. La superposición de los resultados de ambos modelos en la etapa de carga puede verse en la figura 3.6a. La gráfica permite establecer una primera apreciación sobre la diferencia del comportamiento de ambas curvas. En primera instancia, aunque ambas parten del mismo punto de voltaje (alrededor de los 3.4 V), el modelo TTC incrementa en voltaje hasta casi los 3.9 V donde el incremento es más lento, a diferencia del modelo dinámico que se estabiliza en la región nominal de 3.7 V la mayor parte del tiempo hasta incrementar nuevamente hacia los 4.2 V.

De igual manera, los resultados de ambos modelos para la etapa de descarga se observan en la figura 3.6b, donde se presenta un comportamiento más similar entre ambos modelos. Sin embargo, debe observarse que la curva para el modelo TTC, que parte desde los 4.0 V, nuevamente presenta una variación más lenta con respecto al modelo dinámico que desciende su potencial de forma más acelerada antes de alcanzar la región nominal. Al final de la simulación, ambas curvas llegan a valor de 3.2 V.

Comparaciones con datos reales

Ahora, para definir el mejor modelo para la simulación de la EPS, se realizó una comparación de los resultados de cada modelo con datos experimentales obtenidos de la batería Litio-Ion de referencia GSP063450 y 1.0 Ah de capacidad [13].

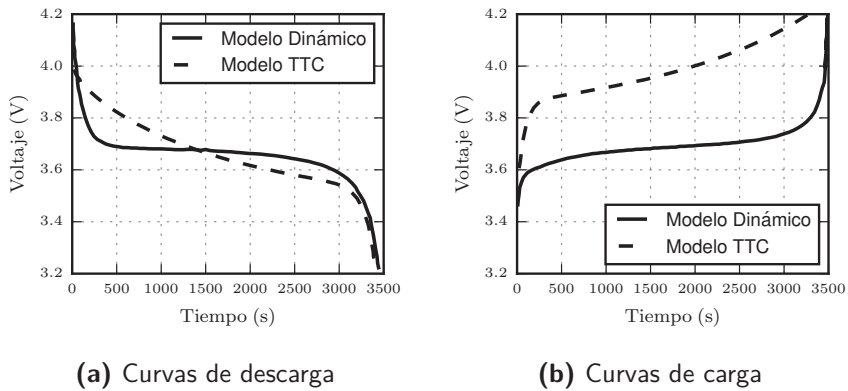


Figura 3.6. Comparación de los modelos de la batería para los estados de carga y descarga

Antes de iniciar la parte experimental es necesario conocer sus parámetros fundamentales ya que deben asemejarse a los considerados en las simulaciones. A continuación, en la tabla 3.4 se pueden apreciar algunas de las características internas del dispositivo; se puede resaltar el mismo voltaje nominal y similar impedancia o resistencia interna a la utilizada en el modelo dinámico.

Parámetros	Valor	Unidad
Capacidad Nominal	1000	mAh
Voltaje Nominal	3.7	V
Impedancia	300	mΩ
Peso	20	g

Tabla 3.4. Características Físicas de la Batería GSP063450

Para la obtención de los datos experimentales solo se tomó la etapa de descarga (dada su similitud gráfica con la etapa de carga). Allí se procedió a obtener los datos usando una carga electrónica configurada para exigir 1.0 A a la batería. Se registraron los datos de voltaje durante una hora y se exportaron a un software de visualización como se aprecia en la figura 3.7.

A continuación se realizan las respectivas comparaciones de los modelos implementados con los datos experimentales para conocer cuál presenta un comportamiento más aproximado para su implementación en un sistema de potencia eléctrica. Al tomar la figura 3.3a que corresponde a la curvas de voltaje del modelo dinámico y compararlas con los resultados experimentales, se obtiene la figura 3.8. Se observa que la simulación presenta una etapa nominal (cercana a 3.7 V) con muy poca variación antes de llegar a la región de caída de potencial al alcanzar los 2000 s, mientras que los datos experimentales

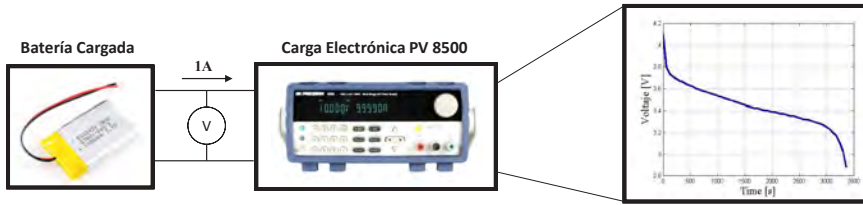


Figura 3.7. Procedimiento experimental para el estado de descarga

muestran que al superar la región exponencial el voltaje de la batería continúa decreciendo gradualmente. Esto puede decidir anticipadamente que el modelo no es viable para incluirlo en el comportamiento de una batería dentro de un sistema EPS.

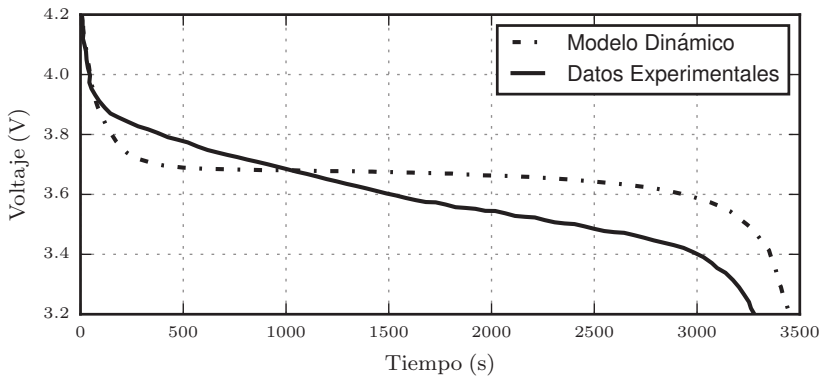


Figura 3.8. Comparación en estado de descarga de lo datos experimentales con el modelo dinámico

Ahora, es momento de realizar la comparación de las simulaciones obtenidas por el modelo de doble constante de tiempo, que ya habían sido visualizadas anteriormente. Para esto, la superposición con los datos experimentales puede verse en la figura 3.9. Aunque exista una pequeña diferencia entre las funciones, se observa un mismo comportamiento en la forma de ambas curvas. Es posible que la diferencia pueda deberse a las características físicas o condiciones de la batería lo cual se tendrá en cuenta para futuras mediciones.

De acuerdo a lo anterior, puede considerarse que el modelo de doble constante de tiempo resulta ser más acorde al comportamiento real de una batería de tecnología Litio-Ion respecto al modelo dinámico. De igual manera, aunque para la simulación del segundo modelo implique manejar una mayor cantidad de variables, solo se requiere de un único parámetro (*SOC*) para obtener su función característica a diferencia del primer modelo que cuenta con expresiones matemáticas diferentes para carga y descarga.

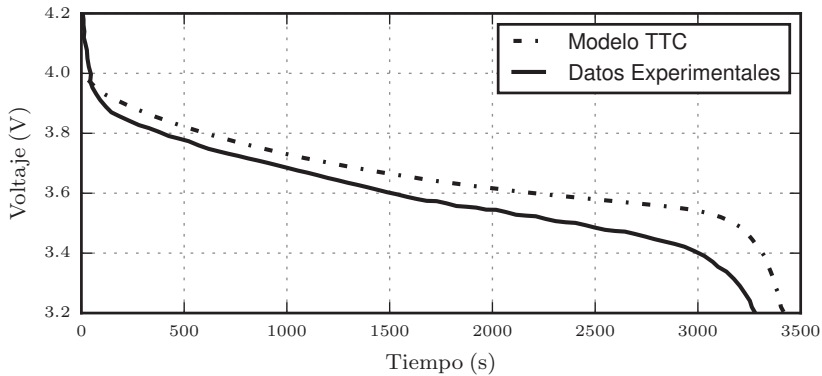


Figura 3.9. Comparación en estado de descarga de lo datos experimentales con el modelo TTC

En definitiva, desde el punto de vista de la implementación, el modelo dinámico presenta la ventaja de considerar los parámetros físicos de una batería donde la mayoría de ellos son obtenidos desde la hoja de datos del dispositivo, permitiendo lograr un resultado en principio más real. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que para cada etapa (carga y descarga) existen dos ecuaciones diferentes que pueden dificultar algunas condiciones de la simulación. Ahora, para el modelo de doble constante de tiempo, a pesar de presentar un planteamiento matemático más complejo, su implementación es más simple ya que, además de la corriente de la batería, solo requiere un único parámetro en la función de voltaje: el estado de carga (*SOC*).

3.5. Conclusiones

Se presentaron dos modelos para la caracterización de la curva de voltaje de una batería Li-Ion. El primero denominado modelo dinámico permite definir la curva V_{bat} en función de las variables físicas disponibles en la hoja de datos del fabricante. Por otro lado, se presenta el segundo modelo conocido como doble constante de tiempo (denominado TTC por *Two Time Constant*), el cual se basa en la conformación de un circuito equivalente que caracterizan la curva. Los resultados definitivos permitieron seleccionar al modelo TTC debido a su sencillo modelamiento y descripción de la etapa de carga y descarga a partir de la misma expresión.

3.6. Resumen

En el presente capítulo se consideraron dos modelos característicos que describen a las baterías Li-Ion para uso aeroespacial. El primero es denominado modelo dinámico y obtiene la curva de voltaje a partir de los parámetros físicos que presenta la batería estableciendo dos regiones de operación: la región nominal que se encuentra cerca de los 3.7 V y la región exponencial que induce a la batería a su completa descarga. Así entonces, se caracteriza la dinámica del dispositivo de almacenamiento a partir de la hoja de datos del fabricante. Ahora, se ha tomado un segundo modelo denominado Doble Constante de Tiempo (TTC); este permite graficar la función de voltaje a partir de un circuito equivalente compuesto por dos arreglos *RC*. La ecuación definitiva del circuito está modelada en función de sus elementos que dependen de un único parámetro denominado estado de carga, *SOC*.

Los resultados finales mostraron que el modelo de doble constante de tiempo presentó una mayor aproximación a una curva experimental obtenida de una batería Li-Ion. Además, durante el proceso de simulación de ambos modelos, el primero presenta problemas debido al cambio de uno de sus términos dificultando el cambio entre las etapas de carga y descarga. Por esta razón, se toma como modelo definitivo para integrar el sistema de energía el TTC.

Bibliografía

- [1] Ali, A., Mughal, M., Ali, H. & Reyneri L., "Innovative power management, attitude determination and control tile for CubeSat standard NanoSatellites", *Acta Astronautica.*, vol. 96, pp. 116–127, 2014
- [2] Dreissas, R., *CubeSat Electrical Power System Simulation, A Generic Approach* Natural Sciences Series; Akademiker Verlag, 2013
- [3] Navarathinam, R., Lee, R. & Chesser, H., "Characterization of Lithium-Polymer Batteries for CubeSat Applications", *Acta Astronautica*, pp. 1752–1760, February 2011 2010
- [4] Smart, M.C., et al., "Lithium-ion batteries for aerospace", *Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 19, pp. 18–25, January 2004
- [5] University of Toronto, "Canadian Advanced Nanosatellite eXperiment-2", *eoPortal Directory*, 2010
- [6] GomSpace Experiences, "AauSat-II Second Generation CubeSat", 2010
- [7] Lars, et al., "The AAU-cubesat student satellite project: Architectural overview and lessons learned", *S.1.: Aalborg University*, 2003

- [8] Scholz, A., "Battery Box, COMPASS-1", *Department of Electrical Engineering, National Cheng Kung University*, 2010
- [9] Tremblay, O. & Dessaint, L., "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications", *EVS24 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium*, 2009
- [10] Patel, M., *Spacecraft Power System*, 1a ed., CRC Press, 2005
- [11] Huria, T., Ceraolo, M., Gazzarri, J. & Jackey, R., "High Fidelity Electrical Model with Thermal Dependence for Characterization and Simulation of High Power Lithium Battery Cells", *Department of Energy and Systems Engineering (University of Pisa) & MathWorks*, 2012
- [12] Chen, M. & Rincon-Mora, G. (, "Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I-V Performance", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, pp. 504–511, June 2006
- [13] Huria, T., Ceraolo, M., Gazzarri, J. & Jackey, R., "Li-Polymer Battery Packs Type: 063450 1000mAh", *Data Sheet Approved on March 2006*, pp. 1–6, 2006

Convertidores dc-dc de baja potencia para CubeSat

4.1. Introducción

Los dispositivos electrónicos portátiles que funcionan con baterías como celulares, tabletas, laptops, drones, satélites y otros más sofisticados se encuentran cada día más inmersos en la sociedad actual, convirtiéndose en parte importante y fundamental en nuestra sociedad. En cada uno de estos sistemas es necesario satisfacer la demanda de energía de todos los componentes que pueden hacer parte de los mismos. Por ejemplo, a partir de la batería en un celular se debe alimentar la pantalla, su procesador principal, su unidad de video y sus interfaces de comunicaciones. Cada uno de estos componentes opera a un voltaje y corriente diferente; además se activa en distintos momentos según la manera como sea usado por el usuario. Tal como se acaba de notar, cualquier sistema electrónico portátil requiere de un componente que sea capaz de adaptar los niveles de tensión entre una fuente de energía y una carga dinámica; ya sea entre una batería y un procesador, un panel solar y una batería; perdiendo la menor cantidad de energía en el proceso de adaptación. El componente que puede cumplir con esta tarea en sistemas dc, como sistemas operados con baterías o paneles solares, se denomina convertidor de voltaje dc-dc, el cual es un circuito electrónico que transforma un nivel de voltaje dc en otro; razón por la cual suelen ser usados como reguladores de carga de la batería (BRC) o como módulos de acondicionamiento de potencia (PCM) [1, 2].

En el caso específico de un CubeSat 3U y de otros nanosatélites, los convertidores de potencia dc-dc son el componente principal del sistema de potencia (EPS – *Electrical Power System*), el cual se encarga de obtener, adecuar y distribuir la energía del satélite [3–7]. Un esquema básico de EPS es mostrado en

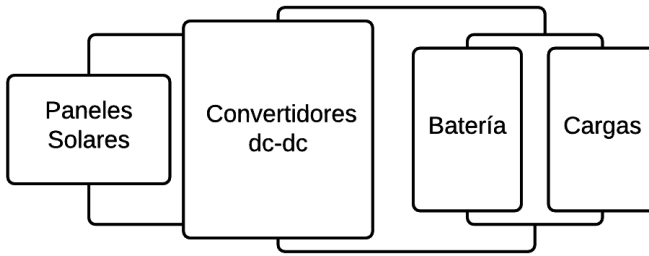


Figura 4.1. EPS básico - Regulador de carga en la batería

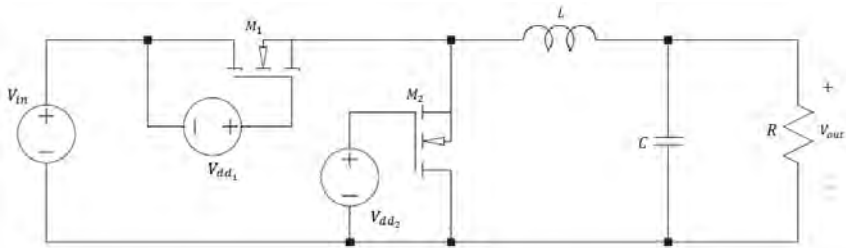
la figura 6.8 y está compuesto por un arreglo de paneles solares como entrada, un convertidor de potencia y un conjunto de baterías. En sistemas más complejos se pueden variar las topologías y la forma de distribución de la energía pero el principio básico se mantiene [8–10]. En este capítulo se encuentra una descripción del principio de operación de las topologías reductora y elevadora de convertidores, usadas para adaptar los niveles de tensión que entregan los paneles solares de un CubeSat a los niveles que son utilizados por los diferentes sub-sistemas del satélite. Adicionalmente se hace una evaluación del comportamiento dinámico de los convertidores y una estimación de pérdidas basándose en componentes reales. En la parte final se encuentra un ejemplo de diseño de los convertidores usados por un CubeSat. El contenido encontrado en este capítulo sirve como guía de apoyo para el diseñador del sistema de energía y soporte para procesos posteriores de optimización que busquen sistemas más eficientes.

4.2. Convertidor reductor

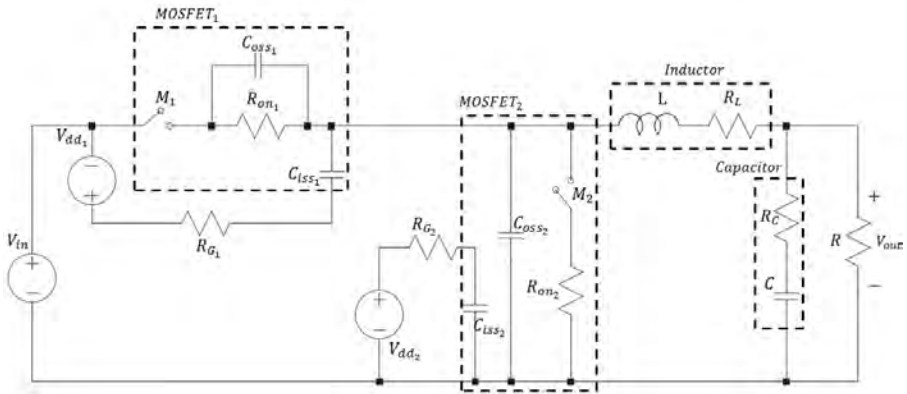
Un convertidor reductor o *buck converter* es un convertidor dc-dc que entrega a la salida un voltaje regulado menor al de la entrada. El principio de operación de un convertidor reductor se basa en aplicar un pulso modulado en frecuencia (PWM) a un filtro L-C que se encarga de promediarlo, dando como resultado una tensión dc de salida menor a la tensión de entrada. Dicho de otra manera un convertidor reductor consiste en una red de conmutación que reduce la componente dc del voltaje y un filtro pasabajas que remueve los armónicos de alta frecuencia.

Este capítulo cuenta con una descripción y análisis matemático circuital de la topología básica de un convertidor reductor como el mostrado en la figura 4.2a. En una primera parte se estudia las características básicas y el funcionamiento del circuito, seguido de una descripción de la dinámica del

sistema en términos de las variables de estado hasta llegar a una función de transferencia que caracteriza al convertidor. Con la función de transferencia se procede a evaluar al convertidor en diferentes condiciones de operación en las que un CubeSat 3U trabajaría. En la segunda parte del capítulo se evalúa el sistema en términos de pérdidas de energía producidas por conducción y por conmutación debido a elementos parásitos en cada uno de los elementos del circuito, como se muestra en la figura 4.2b. En dicha evaluación se obtienen valores de eficiencia para diferentes condiciones en la entrada y la salida del convertidor. Se finaliza con un ejemplo de diseño de un convertidor reductor para un CubeSat 3U.



(a) Circuito del convertidor reductor



(b) Modelo del convertidor reductor incluyendo elementos parásitos

Figura 4.2. Esquema de convertidor reductor síncrono básico implementado con transistores MOSFET

4.2.1. Descripción y modelamiento dinámico

En esta sección nuestro sistema u objeto de estudio es un convertidor reductor, que tiene como entradas las señales V_{in} y D correspondientes al voltaje de entrada y ciclo útil respectivamente, además de las señales de salida V_o y i_{in} referentes al voltaje de salida y corriente a la entrada. El análisis del siste-

ma hace una abstracción matemática que toma al convertidor reductor como un sistema MIMO (múltiples entradas y múltiples salidas), causal, dinámico, determinístico, de parámetros concentrados, lineal, invariante en el tiempo y continuo a partir de un modelo circuital, describiendo con ecuaciones diferenciales las principales características y comportamientos del convertidor en los distintos estados de operación. El circuito de un convertidor reductor se muestra en la figura 4.2a y consta esencialmente de una red de conmutación y un filtro LC. Para el caso evaluado, la red de conmutación se plantea usando transistores MOSFET por producir menores pérdidas en la operación pero puede ser implementado con otros semiconductores como diodos, IGBTs, BJTs, etc [11–15]. Con el fin de encontrar un modelo que se ajuste adecuadamente al comportamiento real de un convertidor reductor, cada uno de los componentes del convertidor se modela como se muestra en la figura 4.2b, donde se tienen en cuenta los componentes resistivos intrínsecos de los modelos del capacitor, el inductor y los transistores que representan los efectos estáticos (dc) del sistema. Adicionalmente para tener en cuenta las variaciones que puedan tener el ciclo útil y la tensión de entrada se plantea un modelo dinámico para el modo continuo de corriente (CCM) [16] basado en ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento a bajas frecuencias, despreciando el efecto de las altas frecuencias por su bajo impacto en la respuesta.

Un convertidor reductor es un sistema que debe fijar y mantener constante el voltaje sobre la carga a pesar de perturbaciones o cambios en el voltaje a la entrada o la resistencia de carga. Para el caso de un CubeSat 3U, el convertidor debe ser capaz de trabajar con las variaciones de voltaje que entregan los paneles solares debidas a las condiciones de radiación de la luz solar y los distintos niveles de carga ocasionados por la exigencia de corriente de cada uno de los sub-sistemas del satélite o las baterías. Para lograr mantener el voltaje fijo y regulado, los diseñadores de estos sistemas suelen utilizar técnicas de control realimentado que toman como variable de control al ciclo útil, el cual ajusta la tensión en la salida a un voltaje de referencia previamente establecido. Para realizar un control adecuado es necesario conocer el comportamiento de la planta, que en este caso es el convertidor reductor y es la tarea que se realiza a continuación en este capítulo.

En un convertidor práctico, el filtro pasabajas a la salida del convertidor no es capaz de cancelar totalmente los armónicos generados por la conmutación de los interruptores, por lo que el voltaje de salida del convertidor toma la forma de $V_{out}(t) = V + v_{rizo}(t) + v_{mod}$, compuesto por un componente dc deseado (V), una parte debido al rizo generado por la conmutación de alta frecuencia de los interruptores ($v_{rizo}(t)$) y una parte que es efecto de la modulación (v_{mod}) que puede traer alguna de las entradas del sistema, como por ejemplo el ciclo útil. Ya que la magnitud de los armónicos de alta frecuencia se ve seriamente disminuida por el filtro pasabajas a la salida del convertidor en un buen diseño, es decir,

que la magnitud del rizo es mucho menor que el voltaje dc ($|v_{rizo}| \ll V$), este efecto se puede despreciar sin mayor problema o notable cambio en la respuesta del sistema. Por otro lado, el efecto de la modulación no puede ser dejado de tener en cuenta debido a que la frecuencia de modulación (f_{mod}) suele ser mucho más baja que la frecuencia de conmutación (f_s) y el filtro deja pasar un componente espectral considerable. De igual manera, si se modula en amplitud y la amplitud de modulación ($|D_{mod}|$) se aproxima a valores de ciclo útil estático (D), el efecto debe ser tenido en cuenta en el modelo de bajas frecuencias buscado [11].

Para tener en cuenta los efectos anteriormente mencionados se deriva el modelo de pequeña señal del convertidor reductor, empezando por determinar la formas de onda del voltaje y la corriente del inductor y el condensador en un periodo completo de conmutación. El convertidor reductor de la figura 4.2 maneja dos estados principales de operación que cubren un periodo de conmutación. El primer estado se denomina **S1**, y en el interruptor superior $M1$ implementado por el MOSFET₁ se encuentra cerrado, es decir, que la señal de control que ingresa por la compuerta del transistor se encuentra en alto; simultánea y complementariamente el interruptor inferior $M2$ implementado por el MOSFET₂ actúa como un interruptor abierto, con una señal de control en bajo en su compuerta. La duración de este estado dependerá directamente de la frecuencia de conmutación (f_s) de la red y del porcentaje del ciclo útil (D), tal como $t_{S1} = \frac{D}{f_s} = T_s D$, siendo T_s el periodo de conmutación. El segundo estado de operación **S2** tiene un comportamiento inverso al estado **S1**; en este $M1$ actúa como un interruptor abierto mientras $M2$ trabaja como un corto circuito. La duración del estado **S2** está dada por la frecuencia de conmutación y por el complemento del ciclo útil ($D' = 1 - D$) como $t_{S2} = \frac{D'}{f_s} = T_s D'$.

A partir de un análisis circuital por estados de operación del convertidor reductor de la figura 4.2 se obtienen para el estado **S1** las ecuaciones de voltaje del inductor ($v_L(t)$) y corriente del capacitor ($i_C(t)$) como

$$v_L(t)_{S1} = L \frac{di(t)}{dt} = V_{in}(t) - i(t)R_L - \frac{v(t)R}{R + R_C} - i(t) \frac{R_C R}{R + R_C}, \quad (4.1)$$

$$i_C(t)_{S1} = C \frac{dv(t)}{dt} = i(t) - \frac{v(t)}{R + R_C} - \frac{i(t)R_C}{R + R_C}, \quad (4.2)$$

que describen el sistema en términos de la corriente del inductor ($i(t)$) y el voltaje del capacitor ($v(t)$), las cuales se toman como las variables de estado del sistema al estar relacionadas con los elementos almacenadores de energía. El estado **S2** a su vez es descrito por las ecuaciones

$$v_L(t)_{S2} = L \frac{di(t)}{dt} = -i(t)R_L - v(t) \frac{R}{R + R_C} - i(t) \frac{R_C R}{R + R_C}, \quad (4.3)$$

$$i_C(t)_{S2} = C \frac{dv(t)}{dt} = i(t) - \frac{v(t)}{R + R_C} - \frac{i(t)R_C}{R + R_C}. \quad (4.4)$$

Una vez descrito el sistema se procede a hacer la aproximación de rizo pequeño que desprecia el efecto de las altas frecuencias, para lo cual se rempazan los valores de voltaje de entrada ($V_{in}(t)$), voltaje del condensador ($v(t)$) y corriente del del inductor ($i(t)$) por sus respectivos promedios de baja frecuencia $\langle V_{in}(t) \rangle_{T_s}$, $\langle v(t) \rangle_{T_s}$, $\langle i(t) \rangle_{T_s}$, definidos como

$$\langle x(t) \rangle = \frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} x(t) dt. \quad (4.5)$$

Una vez se tiene una descripción del sistema en baja frecuencia de cada uno de los estados, se procede a hacer el promedio de las variables de estado para el ciclo completo de conmutación, de manera que el voltaje en el inductor se describe como

$$\begin{aligned} \langle v_L(t) \rangle_{T_s} &= L \frac{d\langle i(t) \rangle_{T_s}}{dt} \\ &= \frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} v_L(\tau) d\tau \\ &= d(t) \langle v_L(t)_{S1} \rangle + d'(t) \langle v_L(t)_{S2} \rangle, \end{aligned} \quad (4.6)$$

la corriente en el capacitor como

$$\begin{aligned} \langle i_C(t) \rangle_{T_s} &= C \frac{d\langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} \\ &= \frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} v_L(\tau) d\tau \\ &= d(t) \langle i_C(t)_{S1} \rangle + d'(t) \langle i_C(t)_{S2} \rangle, \end{aligned} \quad (4.7)$$

y la corriente de entrada como

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle i(t) \rangle_{T_s}, \quad (4.8)$$

donde $d'(t) = 1 - d(t)$.

Como se puede notar, las ecuaciones anteriormente mencionadas son ecuaciones no lineales ya que en ellas intervienen multiplicaciones de variables que dependen del tiempo que generan armónicos. Luego si se quiere utilizar alguna de las técnicas de análisis de circuitos como la transformada de Laplace y otros métodos en el dominio de la frecuencia es necesario primero linealizar la función

construyendo un modelo de pequeña señal [11, 17]. Para construir el modelo de pequeña señal del circuito del convertidor se asume que este se encuentra trabajando en un punto de operación estable y las variables de entrada, voltaje de entrada y ciclo útil están dadas por un valor dc V_{in} y D más una pequeña variación en ac \hat{v}_{in} y $\hat{d}(t)$ tomando la forma

$$\langle V_{in}(t) \rangle_{T_s} = V_{in} + \hat{v}_{in}(t), \quad (4.9)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t). \quad (4.10)$$

De igual manera, en respuesta a las entradas del sistema, el valor promedio de la corriente del inductor es

$$\langle i(t) \rangle_{T_s} = I + \hat{i}(t), \quad (4.11)$$

el voltaje del capacitor promedio

$$\langle v(t) \rangle_{T_s} = V + \hat{v}(t), \quad (4.12)$$

y la corriente de entrada promedio

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = I_{in} + \hat{i}_{in}(t). \quad (4.13)$$

El siguiente paso en la linealización es tomar las ecuaciones no lineales (4.6), (4.7) y (4.8) y remplazar los términos de las ecuaciones (4.9), (4.10), (4.11), (4.12) y (4.13), llegando a expresiones que contienen términos de orden cero que se relacionan con valores dc, términos de primer orden que contienen cantidades de ac multiplicadas por constantes y términos de segundo orden donde se multiplican cantidades de ac provocando no linealidades que poseen poco efecto en el fenómeno estudiado por lo que son despreciados del análisis [11]. Luego, reordenando los valores de los términos de orden cero y primer orden, se encuentra el modelo dinámico de pequeña señal que describe al convertidor reductor en términos de las ecuaciones diferenciales

$$L \frac{d\hat{i}(t)}{dt} = -\hat{v}(t) \frac{R}{R + R_C} - \hat{i}(t) \left(R_L + \frac{RR_C}{R + R_C} \right) + D\hat{v}_{in}(t) + V_{in}\hat{d}(t), \quad (4.14)$$

$$C \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = \hat{i}(t) \left(1 - \frac{R_C}{R + R_C} \right) - \hat{v}(t) \frac{1}{R + R_C}, \quad (4.15)$$

$$\hat{i}_{in} = D\hat{i} + I\hat{d}(t), \quad (4.16)$$

que a su vez pueden ser vistas como un sistema lineal continuo excitado de la forma

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad (4.17)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t), \quad (4.18)$$

Por tanto, el sistema descrito por las ecuaciones (4.14), (4.15) y (4.16) puesto en la forma matricial canónica en términos de variables de estado de las ecuaciones (4.17) y (4.18), se presenta como

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}(t) \\ \dot{\hat{v}}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_C R}{R_C + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{R + R_C} \right) \\ \frac{1}{C} \left(1 - \frac{R_C}{R + R_C} \right) & -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}(t) \\ \hat{i}(t) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & \frac{V_g}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in}(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{V}_{out}(t) \\ \hat{i}_{in}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_C R}{R_C + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{R + R_C} \right) \\ D & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}(t) \\ \hat{v}(t) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in}(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.20)$$

donde el vector de estados $x(t)$ contiene la corriente en el inductor $\hat{i}(t)$ y el voltaje en el condensador $\hat{v}(t)$, el vector de entrada $u(t)$ está compuesto por el voltaje de entrada $\hat{v}_{in}(t)$ y por el ciclo útil $\hat{d}(t)$ y en el vector de salida $y(t)$ se encuentra el voltaje a la salida del convertidor $\hat{v}_{out}(t)$ y la corriente de entrada $\hat{i}_{in}(t)$.

Aplicando transformada de Laplace a un sistema lineal en variables de estado y considerando condiciones iniciales iguales a cero se obtiene la ecuación de salida que permite obtener la función de transferencia del sistema como

$$y(s) = G(s)u(s)|_{C.I.=0} \quad \text{dado que} \quad G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (4.21)$$

De donde se puede definir la matriz de funciones de transferencia como la matriz que relaciona las entradas con las salidas, cuando las condiciones

iniciales son nulas, de manera que para el sistema de un convertidor reductor la ecuación (4.21) toma la forma

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{in}(t) \\ \hat{V}_{out}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{in}(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Como se quiere estudiar el efecto que tiene sobre la salida el modificar el ciclo útil [17], se toma de la matriz de funciones de transferencia el término que relaciona a estos dos. Luego se tiene la función de transferencia del convertidor reductor como

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{\hat{V}_{out}}{\hat{d}} \\ &= \frac{V_{in}}{D} \frac{sCR_C + 1}{1 + s \left(R_C C + [R \parallel R_L]C + \frac{L}{R+R_L} \right) + s^2 LC \left(\frac{R+R_C}{R+R_L} \right)}. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Efecto de las resistencias parásitas en la respuesta dinámica

En esta sección se hace la evaluación de los efectos que tienen las resistencias parásitas asociadas a los elementos activos del filtro de salida del convertidor reductor (R_L y R_C en la figura 4.2b) sobre la respuesta temporal del convertidor a partir de la función de transferencia del sistema encontrada anteriormente (ecuación (4.23)). Para la evaluación de la función de transferencia se usan los parámetros descritos en la tabla 4.1 con un voltaje de entrada $V_{in} = 6.6$ V y un ciclo útil $D = 0.5$.

Parámetros	Símbolo	Valor	Unidades
Resistencia de carga	R	6.6	Ω
Resistencia de encendido del transistor M1	R_{on1}	3.7	m Ω
Resistencia de encendido del transistor M2	R_{on2}	9.8	m Ω
Capacitancia del filtro de salida	C	100	μ F
Inductancia	L	22	μ H

Tabla 4.1. Parámetros de simulación de la respuesta temporal del convertidor reductor

El primer efecto evaluado es el generado por la resistencia en serie del modelo del condensador R_C , tomando valores de 0.01Ω a 1Ω y fijando $R_L = 0.01\Omega$, que se ajustan a valores típicos encontrados en condensadores comerciales. El segundo efecto evaluado es el efecto de la resistencia en serie del inductor, donde de manera similar al anterior se tomaron valores de 0.01Ω a 1Ω para

R_L y se fija $R_C = 0.01\Omega$. Los resultados obtenidos para la variación de R_C se observan en la figura 4.3 y para la variación de R_L la figura 4.4, donde se destaca que en estado estable el efecto de la resistencia del condensador es despreciable, mientras que el efecto de la resistencia en serie del inductor puede ser apreciable y debe ser tenido en cuenta con más cuidado.

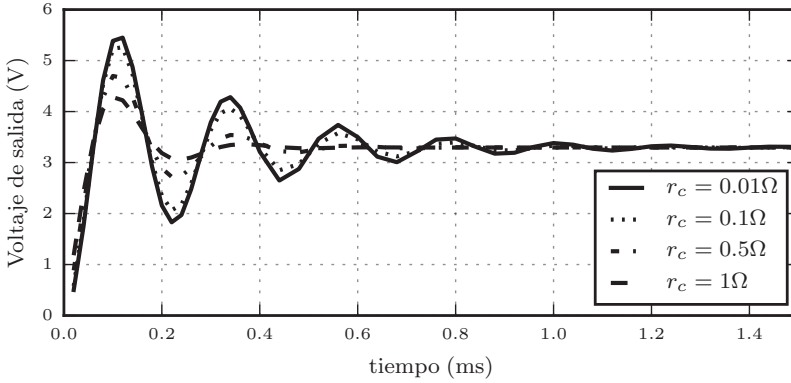


Figura 4.3. Evaluación de la respuesta de un convertidor buck variando R_C

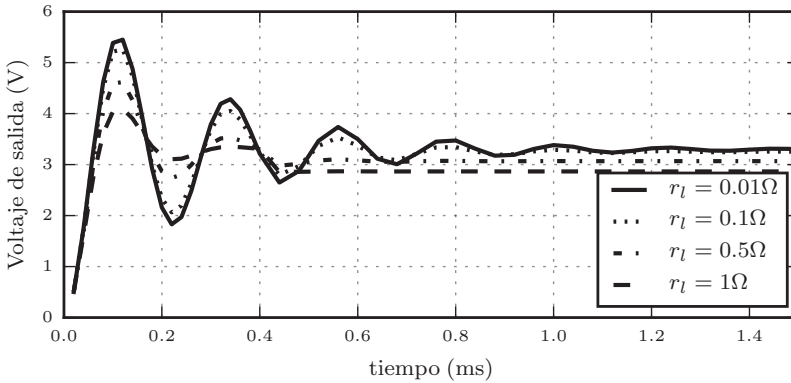


Figura 4.4. Evaluación de la respuesta de un convertidor buck variando R_L

4.2.2. Eficiencia

La eficiencia de un convertidor reductor y en general de un sistema se define en términos de la potencia disipada como

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{loss}}{P_o}}, \quad (4.24)$$

donde P_o es la potencia de salida, P_i la potencia de entrada y P_{loss} la potencia total de las pérdidas. Un convertidor dc-dc ideal tiene una eficiencia del 100 %, es decir, la potencia de entrada y salida son iguales; pero en la práctica la eficiencia puede tomar valores típicos entre 70 % a 95 % debido a las características intrínsecas de los componentes y del diseño del convertidor [13, 15, 16]. La tarea del diseñador es lograr que el convertidor alcance la mayor eficiencia posible de modo que llegue la mayor cantidad de energía captada por los paneles a los sub-sistemas del satélite.

La potencia disipada en los elementos del convertidor buck se divide en pérdidas de conducción, dinámicas y fijas [11], expresadas como

$$P_{loss} = P_{cond} + P_{fixed} + W_{total}f_s, \quad (4.25)$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación, P_{cond} las pérdidas por conducción, P_{fixed} las pérdidas fijas, W_{total} es la energía total perdida en la dinámica durante un periodo y P_{sw} es el promedio de la potencia dinámica perdida. Las pérdidas de conducción son directamente dependientes de la carga y en parte de la frecuencia de conmutación; las pérdidas fijas no dependen ni de la carga ni de la frecuencia y en la mayoría de los casos son mucho menores a las otras pérdidas por lo que se suelen despreciar. Las pérdidas dinámicas son altamente dependientes de la frecuencia y parte de la carga. Estas ocurren en las transiciones de estados de los interruptores.

Para determinar la potencia disipada es necesario determinar la corriente efectiva o rms que pasa a través de las resistencias parásitas; esta corriente se calcula según

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (4.26)$$

y depende directamente de la forma de onda que toma, que a su vez depende del ciclo útil $D = V_{in}/(V_{out})\eta$ [1].

Pérdidas de conducción

Las pérdidas de conducción están dadas por la potencia disipada en las resistencias asociadas a cada uno de los diferentes componentes del convertidor [14, 16, 18]. Los inductores y los capacitores presentan una resistencia en serie equivalente, de igual forma que los transistores MOSFET presentan una resistencia en serie durante el estado de encendido. Luego las pérdidas de conducción dependen de la resistencia en serie del elemento en evaluación (r) y la corriente a través del componente $i(t)$, siendo $P_{loss} = i(t)^2 r$. Las pérdidas de conducción en un convertidor reductor vienen dadas por

$$P_{cond} = P_{q1} + P_{q2} + P_{r_l} + P_{r_c} + P_{sen}, \quad (4.27)$$

donde P_{q1} y P_{q2} son las pérdidas debidas a las resistencia en serie en estado encendido que hay entre el drenador y la fuente de los transistores M1 y M2 (interruptor de control y de sincronización respectivamente en la figura 4.2b) dadas por

$$P_{q1} = I_{o(ef)}^2 R_{DS} D, \quad (4.28)$$

$$P_{q2} = I_{o(ef)}^2 R_{DS} (1 - D), \quad (4.29)$$

donde R_{DS} es la resistencia *drain-source* de los MOSFET.

P_{r_l} y P_{r_c} son las pérdidas de potencia causadas por las resistencias en serie del inductor y el condensador (dadas por el fabricante normalmente), y están dadas por

$$P_{r_l} = I_{o(ef)}^2 R_L, \quad (4.30)$$

$$P_{r_c} = I_{c(ef)}^2 R_C. \quad (4.31)$$

Otra pérdida que se puede generar es la ocasionada por las resistencias sensor que se utilizan para medir las corrientes sobre el inductor; vienen dadas por la ecuación

$$P_{sen} = I_{o(ef)}^2 R_{sen}. \quad (4.32)$$

Pérdidas por conmutación

Las pérdidas de conmutación ocurren durante los procesos de transición entre estados de encendido y apagado de los interruptores, en este caso los transistores. Estas son directamente proporcionales a la frecuencia de operación del circuito y se obtienen como

$$P_{sw} = P_{turn} + P_{over} + P_{gate} + P_{core} + P_{qrr}, \quad (4.33)$$

donde P_{turn} es la potencia perdida en cada ciclo de conmutación cuando la capacitancia de salida de cada transistor (C_{oss1} y C_{oss2}) es cargada y es aproximada como

$$P_{turn} = \frac{2}{3} (C_{oss1} + C_{oss2}) V_g^2 f_s, \quad (4.34)$$

que tiene en cuenta los transistores M1 y M2. P_{over} o potencia de solapamiento de apagado es la pérdida de potencia que se genera en el periodo de transición entre estados de encendido a apagado y viceversa del transistor. Para su cálculo, I_p es la corriente pico a través del inductor y t_f es el tiempo de caída de estado encendido a apagado en los transistores; esta toma la forma

$$P_{over} = \frac{1}{2} I_p t_f f_s. \quad (4.35)$$

P_{gate} es la potencia que se consume al cargar el condensador entre la compuerta y la fuente (C_{gs}) en los dos MOSFETs y está dada por

$$P_{gate} = 2C_{iss}V_{dd}^2f_s. \quad (4.36)$$

Finalmente P_{qrr} es la potencia debida a las corrientes de recuperación inversa, Q_{rr} , sobre el cuerpo del MOSFET inferior ($M2$); se describe como

$$P_{qrr} = Q_{rr}V_gf_s. \quad (4.37)$$

Una pérdida adicional que se puede tener en cuenta en análisis más preciso es la que se produce en el núcleo del inductor; esta es proporcional a la frecuencia de conmutación y de la corriente pico del inductor al cuadrado tal como

$$P_{core} = k_{core}i_p^2f_s, \quad (4.38)$$

donde la constante de proporcionalidad k_{core} depende de la geometría del inductor y los materiales, y suele ser dada por los fabricantes.

Evaluación de la eficiencia

Con el fin de verificar cómo varía la eficiencia con respecto a la frecuencia de conmutación de los MOSFETs usados como interruptores y la corriente que exige la carga a una configuración de convertidor reductor síncrono con un voltaje de entrada $V_g = 6.6$ V y un voltaje de salida $V_{out} = 3.3$ V, se hace una estimación de la eficiencia utilizando las ecuaciones expuestas en la sección anterior mientras se realiza un barrido de corriente de carga de 0 A a 2 A y probando para las frecuencias de conmutación 100, 150, 200 y 500 kHz. Los parámetros utilizados para modelar la eficiencia del convertidor son descritos en el cuadro 4.2, donde la capacitancia de salida C_{ossLS} del transistor $M2$ y C_{ossHS} del transistor $M1$ (Fig.4.2b) son equivalentes a $C_{gd} + C_{ds}$ [13].

Los resultados obtenidos de la estimación de pérdidas son mostrados en la figura 4.5, donde hay que notar que las curvas de eficiencia poseen dos secciones, una de baja carga donde el convertidor tiene eficiencia inferior pero varía casi linealmente con una pendiente muy alta y una segunda sección donde el comportamiento es más horizontal y se trabaja a más alta corriente. Otro aspecto a destacar de los resultados es el hecho de que al incrementar la frecuencia las pérdidas de conmutación tomaron mayor importancia por lo que a medida que incrementamos la frecuencia influyeron en tener menor eficiencia; de igual manera debe tenerse en cuenta que si se disminuye demasiado la frecuencia de operación el convertidor entraría en modo de operación discontinua (DCM), donde a altas cargas se hace aún menos eficiente el sistema [16, 19].

Parámetros	Símbolo	Valor	Unidades
Capacitancia del filtro de salida	C	100	μF
Inductancia del filtro de salida	L	22	μH
Resistencia serie del capacitor	R_C	100	$\text{m}\Omega$
Resistencia serie del inductor	R_L	10	$\text{m}\Omega$
Resistencia entre drenador y fuente de M1	R_{DS_1}	3.7	$\text{m}\Omega$
Resistencia entre drenador y fuente de M2	R_{DS_2}	9.8	$\text{m}\Omega$
Resistencia de sensado	R_{sen}	10	$\text{m}\Omega$
Capacitancia de salida de M1	$Coos_1$	840	pF
Capacitancia de salida de M1	$Coos_2$	1970	pF
tiempo de caída de M1	t_f	29	ns
Capacitancia de entrada de M1	$Ciis_1$	4500	pF
Capacitancia de entrada de M2	$Ciis_2$	4500	pF
Voltaje de compuerta de M1 y M2	V_{dd}	5	V
Carga de recuperación inversa de M2	Q_{rr}	27	nC

Tabla 4.2. Características eléctricas de los componentes de el convertidor reductor

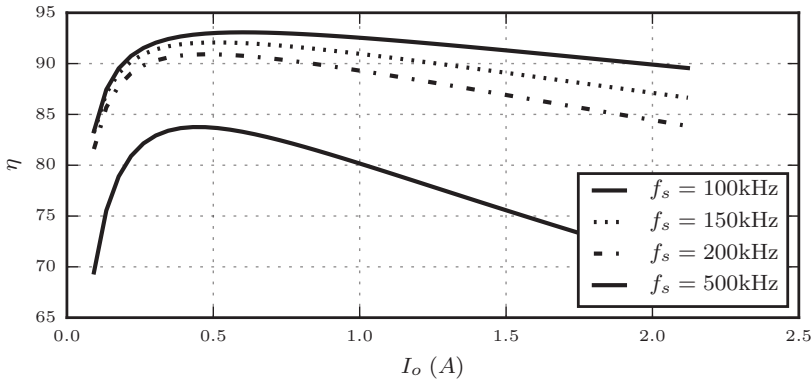


Figura 4.5. Eficiencia de un convertidor reductor

4.2.3. Diseño de un convertidor reductor

Para enfocarnos en nuestra aplicación se realiza el diseño de un convertidor reductor (circuito de la figura 4.2a) usado en un CubeSat. Se toma la tensión de entrada de 6.6 V, equivalente a la tensión producida por un arreglo de paneles como los descritos en otros capítulos; la tensión de salida se toma como 3.3 V que es el nivel nominal de algunas baterías de Litio [1]. Adicionalmente, nos basamos en los procesos de diseño de convertidores descritos en [11, 20].

Para el diseño del convertidor el primer paso es definir las especificaciones de operación en las que queremos que trabaje el circuito, que para nuestro caso de estudio son:

Modo de operación: CCM.

- $V_{in} = 6.6 \pm 0.5 \text{ V}$
- $V_{out} = 3.3 \text{ V}$
- $I_{omin} = 0.2 \text{ A}$
- $I_{omax} = 2 \text{ A}$
- $V_{rizo}/V_o = 1 \text{ A \%}$
- $f_s = 100 \text{ kHz}$

El siguiente paso es determinar los valores máximos de potencia que alcanza el convertidor tomando como referencia las especificaciones de operación anteriormente definidas, tal como

$$\begin{aligned} V_{in_{min}} &= 6.1 \text{ V}, \\ V_{in_{max}} &= 7.1 \text{ V}, \\ P_{out_{max}} &= V_{out} I_{omax} = 6.6 \text{ W}, \\ P_{out_{min}} &= V_{out} I_{omin} = 0.22 \text{ W}. \end{aligned}$$

Los valores máximos de resistencia de carga serán:

$$\begin{aligned} R_{L_{min}} &= \frac{V_{out}}{I_{out_{max}}} = 1.65 \Omega \\ R_{L_{max}} &= \frac{V_{out}}{I_{out_{min}}} = 16.5 \Omega \end{aligned}$$

El radio de conversión M_{VDC} , mínimo, máximo y nominal:

$$\begin{aligned} M_{MDC_{min}} &= \frac{V_o}{V_{i_{max}}} = \frac{6}{7.6} = 0.789 \\ M_{MDC_{nom}} &= \frac{V_o}{V_{i_{nom}}} = \frac{6}{6.9} = 0.869 \\ M_{MDC_{max}} &= \frac{V_o}{V_{i_{min}}} = \frac{6}{6.1} = 0.983 \end{aligned}$$

Asumiendo una eficiencia del 90 % para los cálculos, se tiene:

$$\begin{aligned} D_{min} &= \frac{M_{MDC_{min}}}{\eta} = 0.876 \\ D_{nom} &= \frac{M_{MDC_{nom}}}{\eta} = 0.965 \\ D_{max} &= \frac{M_{MDC_{max}}}{\eta} = 0.99 \end{aligned}$$

El siguiente paso es calcular la inductancia mínima que se usa teniendo en cuenta los parámetros de diseño impuestos.

$$L_{min} = \frac{R_{L_{max}}(1 - D_{min})}{2f_s} = \frac{12(1 - 0.876)}{2 * 10^5} \approx 6 \mu H \quad (4.39)$$

Para continuar con el diseño se selecciona un inductor de $10\mu \pm 10\%$ con resistencia en serie de $2.5 \text{ m}\Omega$ de la compañía *Shield Power Inductor* con referencia SER2915L-103KL. Habiendo seleccionado el inductor se calcula $\Delta i_{L_{max}}$.

$$\Delta i_{L_{max}} = \frac{V_o(1 - D_{min})}{f_s L} = 0.74$$

Se continúa con el cálculo del capacitor. Para esto se parte del voltaje de *ripple* con que se llega a la resistencia en serie del condensador y posteriormente se calcula el valor del condensador.

$$\begin{aligned} V_r &= \frac{V_o}{100} = 60 \text{ mV} \\ r_{c_{max}} &= \frac{V_i}{\Delta i_{L_{max}}} = 0.081 \Omega \\ C_{min} &= \frac{D_{max}}{2 * 10^5 * 0.08} \approx 76 \mu F \end{aligned}$$

Con los resultados anteriores se selecciona un condensador de tantalio con valor $100 \pm 10 \mu F$ con referencia T495D106K035ATE125 de la compañía Electronic Components Kemet, con una resistencia en serie de $125 \text{ m}\Omega$ con una tensión máxima de 35 V . Con los valores de capacitancia e inductancia, se calcula la frecuencia de corte del filtro.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 5 \text{ kHz}$$

4.3. Convertidor elevador

El convertidor elevador o convertidor tipo boost es una topología que se usa para elevar el voltaje de la salida del convertidor con respecto a la entrada. El convertidor boost básico al igual que el convertidor buck consiste en un inductor y un capacitor, elementos almacenadores de energía usados para elevar la corriente de entrada e inyectarla en el condensador, logrando elevar los niveles de tensión sobre la carga. El otro elemento fundamental en el convertidor es la red de conmutación formada por un par de elementos de conmutación rápida como transistores que actúan como interruptores y tienen como función evitar que la corriente de descarga del condensador se devuelva cuando se está cargando la bobina.

Un modelo ideal de convertidor puede elevar la tensión de salida infinitamente, situación que se daría cuando la carga tienda a infinito y la corriente de salida a cero, pero esta situación no es posible debido a que el filtro capacitor no tendría por donde descargarse. Luego, aunque un convertidor boost es una muy buena herramienta para elevar la tensión, hay que tener en cuenta que desde su concepto este posee limitaciones; adicionalmente el convertidor se verá limitado por las pérdidas que se producen por la disipación de energía en los diferentes componentes del convertidor.

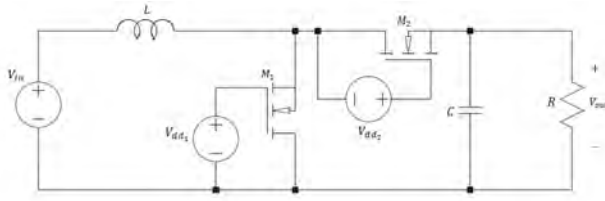
Los convertidores elevadores son usados en diferentes aplicaciones donde se necesita llegar a altos voltajes a partir de bajos voltajes, como por ejemplo celulares ó tabletas donde a partir del voltaje de batería de 3.3 V ó 3.7 V comúnmente se eleva a voltajes de operación del procesador y los demás componentes que pueden estar en 5 V o más. En el caso de estudio que concierne al presente informe se pretende evaluar el convertidor que se usa para elevar el nivel de tensión a la salida de los paneles solares hasta el nivel de las baterías de un 3U CubeSat. En la primera sección se encuentra una descripción teórica del funcionamiento del convertidor y las pérdidas que se tendrán en cuenta en la posterior comparación; en la segunda parte se hace una descripción de los casos de evaluación y la metodología utilizada para la medición de parámetros; seguido se encuentra la sección de resultados con su respectivo análisis dejando finalmente la sección de conclusión y selección del caso más eficiente de operación.

4.3.1. Modelamiento dinámico

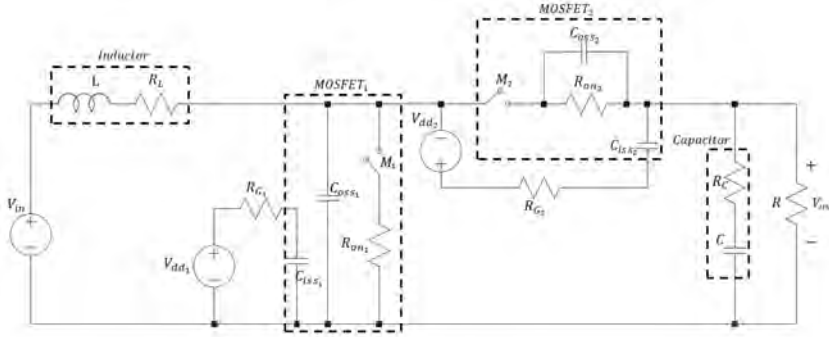
El convertidor boost también se puede ver como un sistema MIMO, causal, dinámico, determinístico y continuo que supone componentes de parámetros concentrados, lineales e invariantes en el tiempo (LTI), (ver convertidor buck), donde las entradas del sistema son la frecuencia de conmutación (f_s) y el ciclo útil del pulso modulado (PWM) que controla el nivel de elevación del voltaje de la salida (D) y las salidas del sistema son el voltaje de salida del convertidor (V_{out}) y la corriente de entrada (i_g). Un esquema de convertidor boost que cumple con las condiciones anteriores y tiene en cuenta las resistencias en serie asociadas a cada uno de los componentes del convertidor se muestra en la figura 4.6a.

En el circuito de convertidor boost mostrado en la figura 4.6a, los interruptores de control y sincronización son implementados con transistores MOSFET de rápida respuesta, que a su vez son modelados con una resistencia serie entre sus terminales de drain y source, una capacitancia de entrada (C_{iss}) y una capacitancia de salida (C_{oss}). El modelo del inductor y el condensador de salida tienen consigo las resistencias en serie R_L y R_C respectivamente.

Como sistema conmutado un convertidor boost se puede analizar por esta-



(a) Circuito del convertidor boost



(b) Modelo del convertidor boost

Figura 4.6. Convertidor Boost

dos. El convertidor tiene dos estados principales en los que opera. En el primer estado, el interruptor 1 (MOSFET M_1) se comporta como un circuito cerrado y el interruptor 2 (MOSFET M_2) como un circuito abierto, de forma que aísla la carga de la entrada y permite que se cargue la bobina. En el segundo estado, la posición de los interruptores se invierte conectando el inductor y la entrada a la salida del sistema, y permitiendo inyectar la corriente almacenada en la bobina al condensador de salida, elevando la tensión de salida. Las ecuaciones (4.40), (4.41), (4.42) y (4.43) describen la dinámica de los dos estados de operación del convertidor de la figura 4.6.

$$v_L(t) = v_g(t) - i(t)R_L \quad (4.40)$$

$$i_C(t) = -\frac{v(t)}{R} \quad (4.41)$$

$$v_L(t) = v_g(t) - i(t)R_L - v(t)\frac{R}{R + R_C} - i(t)\frac{R_C R}{R + R_C} \quad (4.42)$$

$$i_C(t) = i(t) - \frac{v(t)}{R + R_C} - \frac{i(t)R_C}{R + R_C} \quad (4.43)$$

Después de obtener una descripción matemática por estados del convertidor, se combinan sus modelos matemáticos en el conjunto de ecuaciones diferenciales (4.14) y (4.15) que describen la dinámica del sistema en un periodo completo de operación:

$$L \frac{d\hat{i}(t)}{dt} = v_g(t) - i(t)R_L - D' \left(v(t) \frac{R}{R + R_C} - i(t) \frac{R_C R}{R + R_C} \right) \quad (4.44)$$

$$C \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = \frac{-v(t)}{R} - D' \left(\frac{v(t)}{R + R_C} + i(t) \frac{R_C}{R + R_C} \right) \quad (4.45)$$

Las ecuaciones anteriores se pueden expresar en forma matricial en términos de las variables de estado como se muestra en las ecuaciones (4.46) y (4.47), donde el vector de estados $x(t)$ contiene la corriente en el inductor $\hat{i}(t)$ y el voltaje que cae en el condensador $\hat{v}(t)$; el vector de entrada $u(t)$ está compuesto por el voltaje de entrada $\hat{v}_g(t)$ y por el ciclo útil $\hat{d}(t)$, y en el vector de salida $y(t)$ se encuentra el voltaje a la salida del convertidor $\hat{v}_{out}(t)$ y la corriente de entrada $\hat{i}_g(t)$.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}(t) \\ \dot{\hat{v}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_C R}{R_C + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{R + R_C} \right) \\ \frac{1}{C} \left(1 - \frac{R_C}{R + R_C} \right) & \frac{-1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}(t) \\ \hat{i}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & \frac{V_g}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_g(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{out}(t) \\ \hat{i}_g(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_C R}{R_C + R} \right) & -\frac{1}{L} \left(\frac{R}{R + R_C} \right) \\ D & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}(t) \\ \hat{i}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_g(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

La matriz de funciones de transferencia que relaciona el voltaje de salida con el ciclo útil (\hat{v}_{out}/\hat{d}), cuando las condiciones iniciales son nulas en el convertidor *boost*, está dada por la ecuación 4.48, donde $L_e = L/(1 - D)^2$ [21].

$$G(s) = \frac{V_o}{D' L_e C} \frac{(1 - \frac{s L_e}{R})(s R_C + R_C/R + 1)}{s^2 + s \left[\frac{(R_L/D'^2) + (R_C/D')}{L_e} + \frac{1}{C R} \right] + \frac{(R_L/D'^2) + (R_C/D')}{L_e C R}} + \frac{1}{L_e C} \quad (4.48)$$

Evaluación de las pérdidas en la dinámica

Usando la función de transferencia (ecuación 4.48), se evalúan los efectos de las resistencias parásitas asociadas a los elementos activos del convertidor boost (r_L y r_C en la figura 4.6a) sobre la respuesta temporal del convertidor. Para la evaluación de la función de transferencia se usan los mismos parámetros para los componentes del convertidor buck descritos en el cuadro 4.1 con un voltaje de entrada $V_g = 3.3$ V y un ciclo útil $D = 0.5$.

En esta sección se hace un análisis similar al que se hizo con el convertidor boost en la sección anterior. El primer efecto evaluado es el generado por la resistencia en serie del modelo del condensador r_c , tomando valores de 0.01Ω a 1Ω y fijando $r_l = 0.01 \Omega$, que se ajustan a valores típicos encontrados en condensadores comerciales. El segundo efecto evaluado es el efecto de la resistencia en serie del inductor, donde de manera similar al anterior se tomaron valores de 0.01Ω a 1Ω para r_l y se fija $r_c = 0.01 \Omega$. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 4.7 y 4.8.

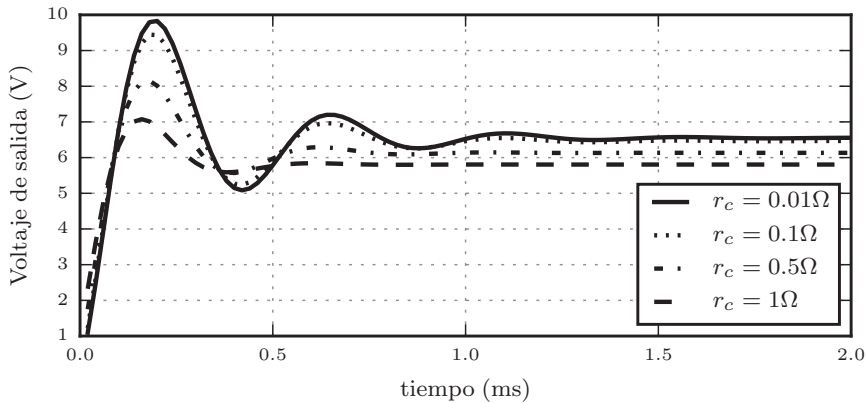


Figura 4.7. Evaluación de la respuesta de un convertidor boost variando r_c

4.3.2. Eficiencia

La eficiencia del convertidor boost se define tal como se mencionó en la sección anterior mediante la ecuación 4.24 que relaciona el nivel de potencia de entrada con la potencia de salida. De igual forma, las pérdidas son clasificadas en pérdidas de conducción y dinámicas, y son calculadas para el modo de operación CCM usando los valores rms de las corrientes.

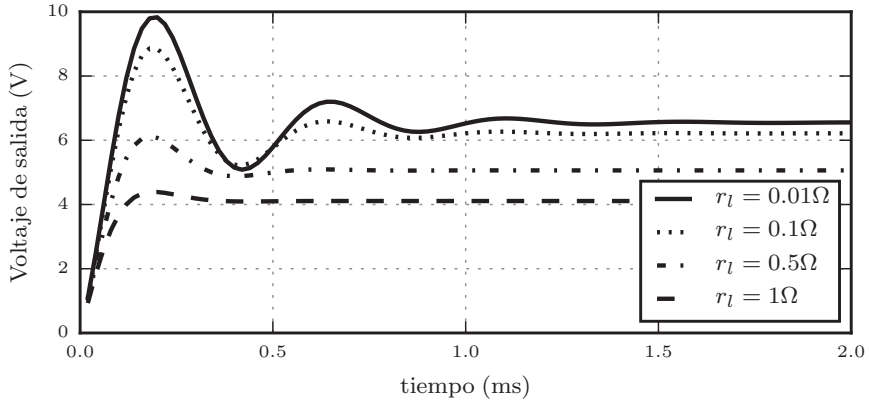


Figura 4.8. Evaluación de la respuesta de un convertidor boost variando r_l

Pérdidas de Conducción

Las pérdidas de conducción son determinadas por la potencia disipada en las resistencias parásitas de los diferentes componentes del convertidor durante el tiempo en que estos se encuentran activos. Para el convertidor elevador, se tienen en cuenta las resistencias en serie de los modelos del condensador (R_c) y el inductor (R_l) y las resistencias de encendido de los transistores (M_1 y M_2); por tanto, las pérdidas totales de conducción están dadas por la expresión

$$P_{cond} = P_{M_1} + P_{M_2} + P_l + P_c \quad (4.49)$$

que corresponde a la suma de las pérdidas individuales de acuerdo a las ecuaciones (4.50), (4.51), (4.52) y (4.53) que representan la pérdida del MOSFET 1 (M_1), pérdida en el MOSFET 2 (M_2), pérdida en el inductor (P_l) y pérdida en el condensador (P_c), respectivamente.

$$P_{M_1} = I_{o(ef)}^2 R_{DS1} D, \quad (4.50)$$

$$P_{M_2} = I_{o(ef)}^2 R_{DS2} (1 - D), \quad (4.51)$$

$$P_l = I_{o(ef)}^2 R_l, \quad (4.52)$$

$$P_c = I_{o(ef)}^2 R_c, \quad (4.53)$$

Pérdidas por Conmutación

Como ya se ha mencionado, las pérdidas de conmutación se originan a partir de las transiciones de los estados de encendido y apagado de los interruptores del circuito. Estas pérdidas son directamente proporcionales a la frecuencia de conmutación (f_{sw}) y son obtenidas a partir de la ecuación

$$P_{sw} = P_{M_{sw}} + P_{iss} + P_{Diode} + P_{Core} \quad (4.54)$$

donde $P_{M_{sw}}$ es la pérdida dinámica relacionada con la carga y la descarga de las capacitancias de ambos MOSFET (C_{oss}), P_{iss} es la potencia perdida en la compuerta del MOSFET, P_{diode} es la pérdida generada por el tiempo de recuperación inversa de los MOSFET al comportarse como diodos y P_{core} son pérdidas sobre el inductor originadas por las corrientes de Eddy pero que no son tenidas en cuenta en este capítulo. Para el caso de $P_{M_{sw}}$, se puede expresar mediante

$$P_{M_{sw}} = k(t_f I_{L_{max}} + t_r I_{L_{min}}) V_{out} f_{sw} \quad (4.55)$$

siendo t_f y t_r los tiempos de subida y caída entre los estados de los transistores. Estos pueden ser calculados a partir de los parámetros de los transistores como lo muestra [22] o tomado de las hojas de datos de los componentes; $I_{L_{max}}$ y $I_{L_{min}}$ son las corrientes pico máximo y mínima a través del inductor y k es una constante en un rango entre 1/6 y 1/2.

La pérdida P_{iss} está dada por

$$P_{iss} = Q_G V_{dd} f_{sw} \quad (4.56)$$

donde Q_G es la carga total y V_{dd} es el voltaje de alimentación que entrega el driver que controla los transistores.

Ahora, para el término P_{diode} , se define matemáticamente como

$$P_{diode} = V_{out} (I_{L_{min}} t_{rr} + Q_r) f_{sw} \quad (4.57)$$

siendo V_{out} el voltaje de salida sobre la carga, t_{rr} el tiempo de recuperación inversa y Q_r la carga acumulada.

Evaluación de la eficiencia

En esta sección evaluamos la eficiencia de un convertidor boost con un voltaje de entrada $V_g = 2.5$ V y una salida $V_{out} = 6.6$ V, que pueden representar a un arreglo de celdas solares como fuente de alimentación y al voltaje de un par de baterías conectadas en serie como carga. Teniendo en cuenta los parámetros utilizados en la tabla 4.2, la eficiencia evaluada para diferentes frecuencias de operación se muestran en la figura 4.9, mostrando una tendencia a incrementar al aumentar la carga y alcanzando valores máximos de operación del 88 % con una corriente de 1 A de carga.

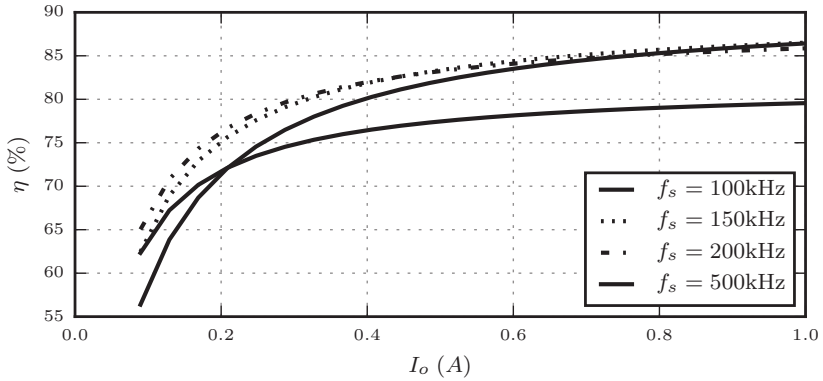


Figura 4.9. Eficiencia de un convertidor boost

4.3.3. Diseño de un convertidor boost

Para enfocarnos en nuestra aplicación, se realiza el diseño de un convertidor boost (figura 4.6a) que se encarga de elevar la tensión de entrada de 2.3 V de un arreglo de paneles hasta 6.6 V que es el nivel más bajo que puede tener un arreglo de dos baterías de 3.7 V. Para el diseño del convertidor se tienen en cuenta los pasos de diseño recomendados en [20]):

- Modo de operación: CCM.
- $V_i = 2.3 \pm 0.5$ V
- $V_o = 6.6$ V
- $I_{omin} = 0.25$ A
- $I_{omax} = 1$ A
- $V_{ripple}/V_o = 1\%$
- $f_s = 100$ kHz

Los valores máximos y mínimos de potencia y tensión de entrada se establecen como:

$$V_{imin} = 1.8 \text{ V}$$

$$V_{imax} = 2.8 \text{ V}$$

$$P_{omax} = V_o I_{omax} = 6.6 \text{ W}$$

$$P_{omin} = V_o I_{omin} = 4.1 \text{ W}$$

Los valores máximos de resistencia de carga serán:

$$R_{L_{min}} = \frac{V_o}{I_{o_{max}}} = 6.6 \, \Omega$$

$$R_{L_{max}} = \frac{V_o}{I_{o_{min}}} = 26.4 \, \Omega$$

Radio de conversión M_{VDC} , mínimo, máximo y nominal:

$$M_{MDC_{min}} = \frac{V_o}{V_{i_{max}}} = \frac{6.6}{1.8} = 3.66$$

$$M_{MDC_{nom}} = \frac{V_o}{V_{i_{nom}}} = \frac{6.6}{2.3} = 2.87$$

$$M_{MDC_{max}} = \frac{V_o}{V_{i_{min}}} = \frac{6.6}{2.8} = 2.36$$

Asumiendo una eficiencia $\eta = 85\%$, se calcula:

$$D_{min} = 1 - \frac{\eta}{M_{VCD_{min}}} = 0.76$$

$$D_{nom} = 1 - \frac{\eta}{M_{VCD_{nom}}} = 0.70$$

$$D_{max} = 1 - \frac{\eta}{M_{VCD_{max}}} = 0.64$$

El siguiente paso es calcular la inductancia mínima que se usa teniendo en cuenta los parámetros de diseño impuestos.

$$L_{min} = \frac{2}{27} \frac{R_{L_{max}}}{f_s} = \frac{2}{27} \frac{26.4}{100 \times 10^3} \approx 19.5 \, \mu\text{H} \quad (4.58)$$

Para continuar con el diseño, se selecciona el mismo inductor que se eligió para el buck. Habiendo determinado el inductor, se calcula el $\Delta i_{L_{max}}$ como

$$\Delta i_{L_{max}} = \frac{V_{out} D_{min} (1 - D_{min})}{f_{sw} L} = 0.69 \, \text{A}$$

El voltaje y la corriente de estrés del MOSFET se define:

$$I_{SM_{max}} = \frac{I_{o_{max}}}{1 - D_{max}} + \frac{V_{out} D_{max} (1 - D_{max})}{2 f_{sw} L}$$

$$I_{SM_{max}} = 4.4 \, \text{A}$$

El siguiente paso es el cálculo del voltaje del capacitor de salida mediante la expresión

$$V_r = 0.01 V_0 = 66 \, \text{mV}$$

Asumiendo que el *ripple* se reparte igualmente entre la capacitancia y la resistencia serie, entonces

$$V_{rcpp} = V_{Cpp} = \frac{V_r}{2} = 33 \text{ mV}$$

Luego la máxima resistencia en serie sería

$$r_{C_{max}} = \frac{V_{rcpp}}{I_{SM_{max}}} = 7.5 \text{ m}\Omega$$

La capacitancia del filtro se encuentra como:

$$C_{min} = \frac{D_{max}V_o}{f_s R_{L_{min}} V_{Cpp}} = 57 \text{ }\mu\text{F}$$

El valor para la capacitancia para el boost es igual al seleccionado para el buck, el cual presenta un valor de 100 μF .

4.4. Resumen

Este capítulo presentó la modelación dinámica de un convertidor buck y boost partiendo de un modelo con componentes ideales hasta llegar a un modelo que tiene en cuenta las pérdidas intrínsecas generadas por las resistencias serie del condensador y el inductor. Adicionalmente se obtuvo la función de transferencia de control de los modelos encontrados para estudiar el efecto que tiene las pérdidas mencionadas en la tensión de salida del convertidor. También se presentaron las ecuaciones de pérdidas de conducción y conmutación en los dos tipos de convertidores, las cuales fueron usadas para estimar la eficiencia bajo diferentes condiciones de operación. Finalmente, se presentaron los ejemplos de diseño de los convertidores para seleccionar sus componentes.

Bibliografía

- [1] J. Gonzalez-Llorente, D. Rodriguez-Duarte, S. Sanchez-Sanjuan, y A. Rambal-Vecino, "Improving the efficiency of 3u cubesat eps by selecting operating conditions for power converters", En *Aerospace Conference, 2015 IEEE*, March 2015, pp. 1–7
- [2] F. A. Mourra, O. y F. Tonicello, "Buck Boost Regulator (B2R) for spacecraft Solar Array Power conversion", En *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 1313 – 1319

- [3] Dreissas, R., *CubeSat Electrical Power System Simulation, A Generic Approach*, 1a ed., Natural Sciences Series; Akademiker Verlag, 2013
- [4] Patel, M., *Spacecraft Power System*, 1 ed., CRC Press, 2005
- [5] R. Shuttleworth, a.J. Forsyth, y R. Naayagi, "Bidirectional control of a dual active bridge DC-DC converter for aerospace applications", *IET Power Electronics*, vol. 5, No. 7, pp. 1104-1118, Ago. 2012
- [6] S. Notani y S. Bhattacharya, "Flexible electrical power system controller design and battery integration for 1U to 12U CubeSats", En *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition IEEE*, Sep. 2011, pp. 3633-3640
- [7] M. Pajusalu, E. Ilbis, T. Ilves, M. Veske, J. Kalde, H. Lillmaa, R. Rantsus, M. Pelakauskas, A. Leitu, K. Voormansik, V. Allik, S. Lätt, J. Envall, y M. Noorma, "Design and pre-flight testing of the electrical power system for the ESTCube-1 nanosatellite", *Proceedings of the Estonian Academy of Sciences*, vol. 63, No. 2S, p. 232, 2014
- [8] P. Thirion, "Design and implementation of on-board electrical power supply of student nanosatellite oufti-1 of university of Liège", Ms Thesis, University of Liège, 2009
- [9] K. Skyttemyr, "Design and implementation of the electrical power system for the cubestar satellite", Ms Thesis, University of Oslo, 2013
- [10] A. Elbrecht, D. Sascha, y A. Gottscheber, "1U CubeSat design for increased power generation", *1st IAA CONFERENCE ON UNIVERSITY SATELLITE Missions and CubeSat Workshop, Rome, Italy.*, pp. 1-7, 2011
- [11] Erickson, W.R. y Maksimovic, D., *Fundamentals of power electronics*, 2 ed., Kluwer Academic Publishers, 2001
- [12] H. Arbetter, R. Erickson, y D. Maksimovid, "DC-DC Converter Design for Battery-Operated Systems", pp. 103-109
- [13] T. Lopez y R. Elferich, "Method for the Analysis of Power MOSFET Losses in a Synchronous Buck Converter", *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 44-49, Ago. 2006
- [14] X. Zhou, T. Wang, y F. Lee, "Optimizing design for low voltage DC-DC converters", *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, vol. 2, No. c, pp. 612-616

- [15] S. Zhou, S. Member, G. A. Rincón-mora, y S. Member, "A High Efficiency, Soft Switching DC – DC Converter With Adaptive Current-Ripple Control for Portable Applications", vol. 53, No. 4, pp. 319–323, 2006
- [16] R. Erickson y D. Maksimovic, "High Efficiency DC-DC Converters for Battery- Operated Systems with Energy Management", En *Worldwide Wireless Communications, Annual Reviews on Telecommunications*, 1995, pp. 1–10
- [17] L. Guo, J. Y. Hung, y R. M. Nelms, "Digital controller design for buck and boost converters using root locus techniques", En *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, Nov. 2003, pp. 1864–1869 Vol.2
- [18] M. Mirjafari y R. S. Balog, "Survey of modelling techniques used in optimisation of power electronic components", *Power Electronics, IET*, vol. 7, No. 5, pp. 1192–1203, May 2014
- [19] Y. Chen, P. Asadi, y P. Parto, "Comparative analysis of power stage losses for synchronous Buck converter in Diode Emulation mode vs. Continuous Conduction Mode at light load condition", *Applied Power Electronics . . .*, pp. 1578–1583, 2010
- [20] Kazimierczuk, K., *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters.*, 1 ed., John Wiley and Sons, 1998
- [21] A. Elbanhawy, "Buck Converter Losses", *Power Electronics Technology*, No. February, pp. 24–32, 2005
- [22] Z. Ivanovic, B. Blanusa, y M. Knezic, "Analytical power losses model of boost rectifier", *Power Electronics, IET*, vol. 7, No. 8, pp. 2093–2102, 2014

Sistemas de control de orientación de pequeños satélites

5.1. Introducción

Los satélites artificiales, como cualquier otra nave o aeronave, que precisa apuntar algún tipo de instrumento o modificar su propia orientación debe contar con un sistema que sea capaz de hacerlo de manera autónoma. En los satélites este sistema o sub-sistema se conoce como Sistema de Determinación y Control de Orientación o ADCS, por su sigla en inglés (*Attitude Determination and Control System*)*. El ADCS mide la orientación del satélite, la mantiene o la ajusta según los requerimientos de la misión. La figura 5.1 presenta un diagrama de bloques que ilustra de manera simple un ADCS.

Como su nombre lo indica el ADCS implica dos instancias: Determinación y Control. El Sistema de Determinación de Orientación, ADS (*Attitude Determination System*), obtiene parámetros de orientación con al menos dos tipos de medidas físicas entregadas por sus sensores. En ocasiones esto es considerado un sistema que responde a un método determinístico. El Sistema de Control de Orientación, ACS (*Attitude Control System*), recibe información del ADS o directamente de los sensores para luego activar los actuadores y así generar las acciones de control que modificarán la orientación del satélite.

Los ADCS se pueden encontrar, de manera general, en dos clases [1]: *pasivos* y *activos*. Tratándose de CubeSat, tanto pico como nanosatélites, alrededor del 40 % de ellos tienen un control de orientación activo, mientras una cantidad similar tiene un control pasivo. Un poco más del 20 % no tiene ningún control de orientación [2].

* Algunos autores usan la palabra actitud en lugar de orientación. En este libro se usará la palabra orientación.

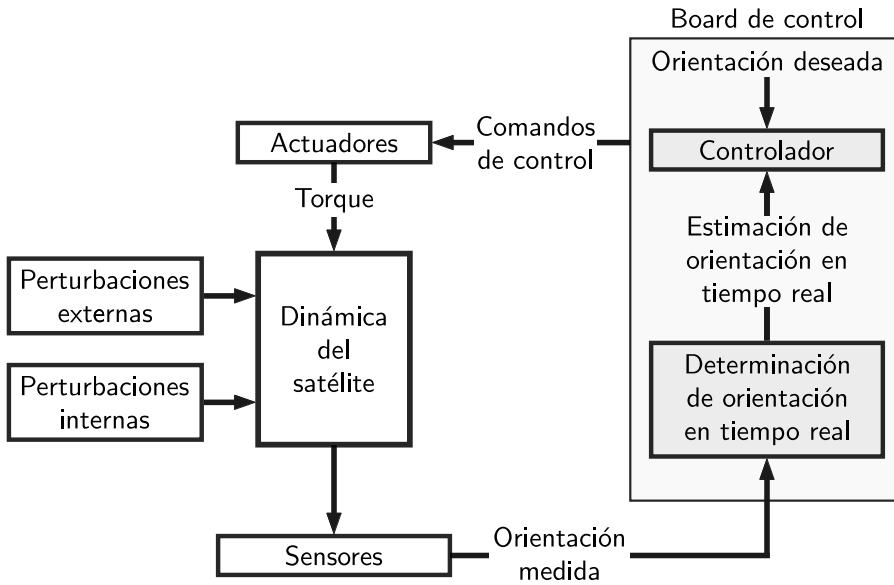


Figura 5.1. Esquema básico de un ADCS para un satélite pequeño

Los sistemas pasivos de control no requieren consumo de energía o de algún control externo; estos aprovechan alguna de las propiedades geométricas del satélite o propiedades ambientales de la órbita para generar el torque de estabilización deseado. Estos sistemas se pueden clasificar en: sistemas de estabilización magnética, gradiente gravitacional, estabilización de espín, estabilización aerodinámica y estabilización por radiación solar [1, 3].

En el caso particular de los sistemas de control pasivos por estabilización magnética, estos usan una combinación de imanes permanentes que interactúan con el campo magnético terrestre para orientar el satélite, semejante a una brújula en la superficie terrestre. El CubeSat Libertad 1, proyecto espacial líder en Colombia [4], contaba con un sistema pasivo de orientación magnética.

Los ACS activos requieren una fuente de energía (e.g. baterías), en algunos casos control de tierra y en otros el uso de materiales consumibles. A los sistemas de control de orientación activo se les dedicará el resto de este capítulo.

5.2. Descripción de la cinemática y dinámica de un satélite

El cuerpo escogido para hacer el análisis de la cinemática y la dinámica del satélite se presenta en la figura 5.2. Este cuerpo representa un nanosatélite tipo CubeSat de 3 unidades (3U), el cual tiene una masa de 4 kg uniformemente distribuida. Sus dimensiones son: $x = 0.1$ m, $y = 0.1$ m y $z = 0.3$ m. El término

\mathcal{F}_i hace referencia a un marco de referencia inercial, mientras que \mathcal{F}_b se refiere al marco de referencia del cuerpo. Además, el cuerpo está libre para rotar en cualquiera de sus tres ejes.

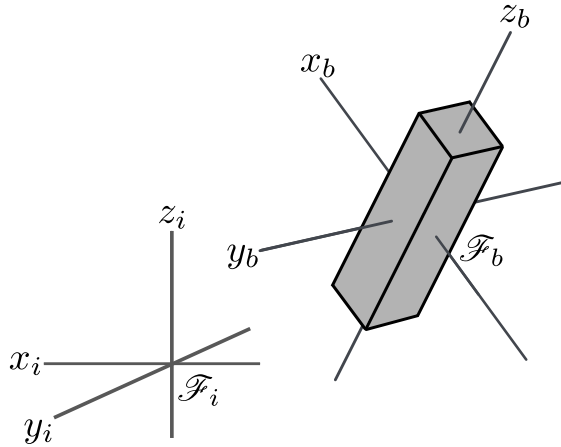


Figura 5.2. Esquema del cuerpo usado para la descripción dinámica y cinemática del satélite y para los algoritmos de control

5.2.1. Cinemática

La cinemática es el estudio del movimiento de los cuerpos sin considerar las fuerzas que lo producen. Las ecuaciones de cinemática son ecuaciones de primer orden en función de los parámetros de orientación que para nuestro caso es la velocidad angular. Representaremos la cinemática para un satélite de dos maneras diferentes, una con los ángulos de Euler y la otra con cuaterniones.

Ángulos de Euler

La rotación de un cuerpo rígido puede ser descrita por medio de tres ángulos denominados *ángulos de Euler*, introducidos por Leonhard Euler y denotados por la tripleta (ϕ, θ, ψ) [5, 6].

La transformación de coordenadas de un marco de referencia (x, y, z) a otro inercial (x', y', z') , por medio de rotaciones sucesivas en los ejes z , y y x , puede ser parametrizada en términos de estos ángulos. La figura 5.3 ilustra estas rotaciones.

En este libro definiremos los ángulos de Euler de la siguiente manera: Roll (ϕ) como el ángulo de giro alrededor del eje x del cuerpo, Pitch (θ) como el ángulo de giro alrededor del eje y del cuerpo y Yaw (ψ) como el ángulo de giro alrededor del eje z del cuerpo.

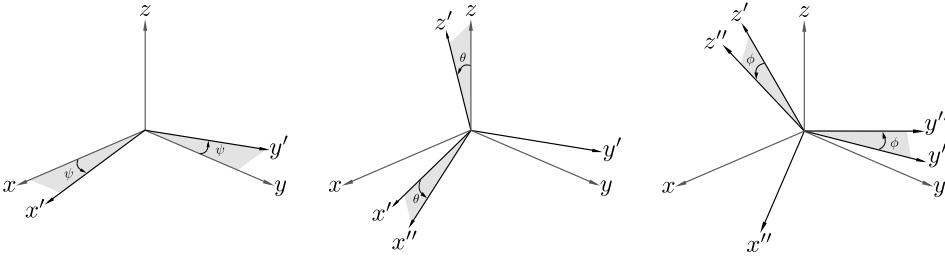


Figura 5.3. Rotación consecutiva alrededor de los ejes, z , y y x , los ángulos ψ , θ y ϕ respectivamente, conocidos como los ángulos de Euler.

La matriz de rotación para pasar de un marco de referencia a otro puede expresarse en términos de los ángulos de Euler y dependerá de la secuencia de rotación. Por ejemplo, si quisiéramos lograr la orientación girando primero en z , luego en y y luego en x , la secuencia sería $\psi \rightarrow \theta \rightarrow \phi$.

La matriz de rotación para la secuencia $\mathbf{R}_{\psi\theta\phi}$ será el producto de las matrices de rotación de los ejes individuales \mathbf{R}_{ψ} , \mathbf{R}_{θ} y \mathbf{R}_{ϕ} , respectivamente

$$\mathbf{R}_{\psi} = \begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (5.1)$$

$$\mathbf{R}_{\theta} = \begin{pmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{pmatrix}, \quad (5.2)$$

$$\mathbf{R}_{\phi} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix}. \quad (5.3)$$

El producto de las matrices de rotación alrededor de cada eje es dada entonces por

$$\mathbf{R}_{\psi\theta\phi} = \mathbf{R}_{\phi}\mathbf{R}_{\theta}\mathbf{R}_{\psi} \quad (5.4)$$

$$= \begin{pmatrix} c\theta c\psi & c\theta s\psi & -s\theta \\ -c\phi s\psi + s\phi s\theta c\psi & c\phi s\psi + s\phi s\theta s\psi & s\phi c\theta \\ s\phi s\psi + c\phi s\theta c\psi & -s\phi c\psi + c\phi s\theta s\psi & c\phi c\theta \end{pmatrix}, \quad (5.5)$$

donde los términos c y s representan las funciones \cos y \sin respectivamente.

Esta secuencia de rotación también es conocida como 321, debido al orden en que se dan las rotaciones; existen otras 11 posibles combinaciones. La forma de cada matriz de rotación puede ser consultada en [1, 3, 6].

Para la secuencia $\psi \rightarrow \theta \rightarrow \phi$, la variación en el tiempo de estos ángulos de Euler es:

$$\begin{aligned}\frac{d\phi}{dt} &= \omega_x + [\omega_y \sin \phi + \omega_z \cos \phi] \tan \theta, \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega_y \cos \phi - \omega_z \sin \phi, \\ \frac{d\psi}{dt} &= [\omega_y \sin \phi + \omega_z \cos \phi] \sec \theta.\end{aligned}\tag{5.6}$$

donde ω_x , ω_y y ω_z , representan las velocidades angulares del cuerpo al rededor de los ejes x , y y z respectivamente.

Este modelo de cinemática está restringido para algunos ángulos, debido a que para $\theta = \pi/2$ se presenta una singularidad. Para evitar la singularidad se usa ampliamente la representación en cuaterniones.

5.2.2. Cuaterniones

El cuaternión, un elemento matemático usado para representar rotaciones de un cuerpo rígido, es un elemento del conjunto

$$\mathbb{Q} = \{a + ib + jc + kd : a, b, c, d \in \mathbb{R}\}.\tag{5.7}$$

El conjunto \mathbb{Q} constituye una extensión de los números complejos, expresado en la base $\{1, i, j, k\}$.

Una característica notable de los cuaterniones es que admiten una representación vectorial, esto es

$$\bar{\mathbf{q}} = (q_4, \mathbf{q}),\tag{5.8}$$

donde $\bar{\mathbf{q}}$ es el cuaternión de componente vectorial, $\mathbf{q} = (q_1, q_2, q_3)$, y real, $q_4 \in \mathbb{R}$.

Usando la representación en cuaterniones, la cinemática del satélite puede escribirse de la siguiente manera

$$\dot{\mathbf{q}} = \frac{1}{2}\Omega(\omega)\mathbf{q}\tag{5.9}$$

donde

$$\Omega(\omega) = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z \\ \omega_x & 0 & \omega_z & -\omega_y \\ \omega_y & -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_z & \omega_y & -\omega_x & 0 \end{pmatrix}\tag{5.10}$$

Una descripción más detallada del álgebra de cuaterniones puede ser vista en [7].

5.2.3. Dinámica

Sea un marco de referencia inercial, \mathcal{F}_i , desde el cual se quieren hacer las observaciones de las magnitudes físicas del cuerpo rígido, velocidad angular $\boldsymbol{\omega}_i = (\omega_{ix}, \omega_{iy}, \omega_{iz})$, y momento angular con respecto a su centro de masa, $\mathbf{h}_i = (h_{ix}, h_{iy}, h_{iz})$. Sea el marco de referencia fijo en el cuerpo, \mathcal{F}_b , desde el cual se define el momento angular con respecto al centro de masa, $\mathbf{h} = (h_x, h_y, h_z)$; sea también el tensor de inercia \mathbf{I} . Estos términos se relacionan de la siguiente manera

$$\mathbf{h} = \mathbf{I}\boldsymbol{\omega}_i, \quad (5.11)$$

y teniendo en cuenta que el torque aplicado sobre el cuerpo es la derivada de su momento angular, alrededor de su centro de masa y visto desde el marco de referencia inercial,

$$\boldsymbol{\tau} = \frac{d\mathbf{h}_i}{dt}. \quad (5.12)$$

Desde el marco de referencia del cuerpo el torque se puede escribir de la siguiente manera [5],

$$\boldsymbol{\tau} = \left(\frac{d\mathbf{h}}{dt} \right)_b - \boldsymbol{\omega}_i \times \mathbf{h}. \quad (5.13)$$

Usando la definición del momento angular, el torque aplicado al cuerpo es

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{I} \frac{d\boldsymbol{\omega}_i}{dt} - \boldsymbol{\omega}_i \times \mathbf{h}. \quad (5.14)$$

Consideremos ahora que los ejes de rotación del cuerpo coinciden con los ejes principales; el tensor de inercia toma la forma de la matriz diagonal

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{pmatrix}, \quad (5.15)$$

y la ecuación (5.14) en forma matricial queda expresada como

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{pmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{d\omega_x}{dt} \\ \frac{d\omega_y}{dt} \\ \frac{d\omega_z}{dt} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_z & \omega_y \\ \omega_z & 0 & -\omega_x \\ -\omega_y & \omega_x & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{pmatrix} \quad (5.16)$$

o escribiendo el torque en términos de sus componentes

$$\begin{aligned} \tau_x &= I_x \frac{d\omega_x}{dt} + (I_z - I_y)\omega_z\omega_y \\ \tau_y &= I_y \frac{d\omega_y}{dt} + (I_x - I_z)\omega_x\omega_z \\ \tau_z &= I_z \frac{d\omega_z}{dt} + (I_y - I_x)\omega_y\omega_x \end{aligned} \quad (5.17)$$

Este sistema de ecuaciones diferenciales se conoce como *Ecuaciones de Euler* y determinan la dinámica de la rotación del cuerpo rígido.

Rotación libre

Supongamos un cuerpo como el presentado en la figura 5.2 con masa m uniformemente distribuida y dimensiones $d \times d \times 3d$.

Para el caso en que el cuboide esté libre de torques, y debido a que posee simetría en los ejes y y x , los momentos de inercia con respecto a esos ejes son iguales, $I_x = I_y$, las ecuaciones de Euler toman la forma

$$\begin{aligned} 0 &= I_x \frac{d\omega_x}{dt} + (I_z - I_x)\omega_y\omega_z \\ 0 &= I_x \frac{d\omega_y}{dt} + (I_x - I_z)\omega_x\omega_z \\ 0 &= \frac{d\omega_z}{dt} \end{aligned} \quad (5.18)$$

La figura 5.4 muestra la respuesta del sistema para valores iniciales de $\omega_{x0} = 2$ rad/s, $\omega_{y0} = 4$ rad/s, mientras ω_{z0} toma tres valores distintos (0 rad/s, 1 rad/s y 2 rad/s).

Como era de esperar, la figura 5.4 muestra que la velocidad angular en z no depende de las velocidades angulares en los ejes x y y , mientras que las velocidades angulares en los ejes y y x dependen de la velocidad angular inicial en el eje z . En el límite cuando $\omega_{z0} \rightarrow 0$, las velocidades angulares en y y x son constantes y pueden interpretarse como funciones sinusoidales del tiempo cuyo periodo es infinito; a medida que aumenta ω_{z0} se aprecia mejor su comportamiento sinusoidal cuyo periodo es inverso a ω_{z0} .

Rotación con torques

Considerando el mismo cuerpo que en la rotación libre, las ecuaciones de Euler se escriben ahora del siguiente modo:

$$\begin{aligned} \tau_x &= I_x \frac{d\omega_x}{dt} + (I_z - I_x)\omega_y\omega_z \\ \tau_y &= I_x \frac{d\omega_y}{dt} + (I_x - I_z)\omega_x\omega_z \\ \tau_z &= \frac{d\omega_z}{dt}, \end{aligned} \quad (5.19)$$

Aplicando un torque equivalente a 1×10^{-2} Nm por tan solo medio segundo en el eje z y considerando las velocidades angulares iniciales del caso anterior para ω_{x0} y ω_{y0} , el sistema tiene la respuesta que se presenta en la figura 5.5.

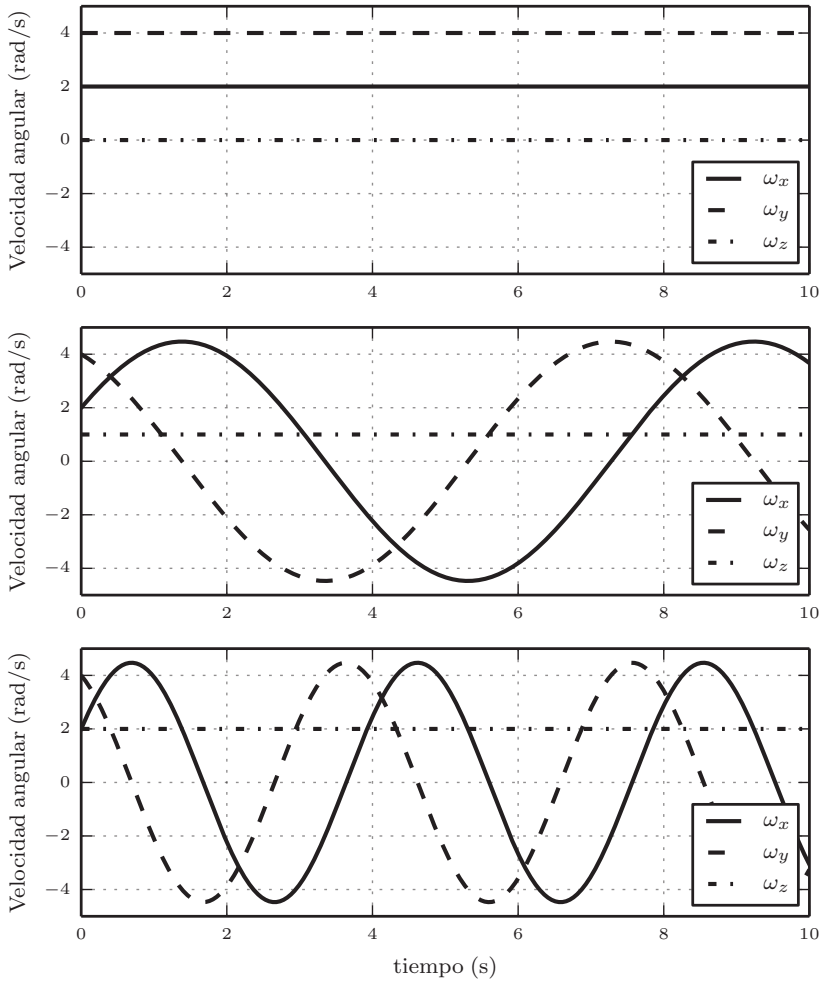


Figura 5.4. Respuesta del cuerpo a una rotación libre con valores iniciales de velocidad angular diferentes, $\omega_{x0} = 2$ rad/s, $\omega_{y0} = 4$ rad/s, ω_{z0} toma tres valores distintos (0 rad/s, 1 rad/s y 2 rad/s).

5.3. Control activo de pequeños satélites

Cuando el satélite cuenta con un sensor u otro tipo de instrumento, una cámara para observación de la tierra, por ejemplo, es imperativo un ACS activo (alrededor de 15 % de los CubeSat han sido usados para apuntar instrumentos [2]). Los controles activos permiten maniobrabilidad y precisión lo cual los hace más complejos y costosos que los sistemas pasivos. Además, tienen una gran demanda de energía comparado con los otros sub-sistemas del satélite.

En el momento de tomar la decisión por un ADCS u otro, se enfrentan generalmente rendimiento y capacidad contra complejidad, tamaño y costo [8].

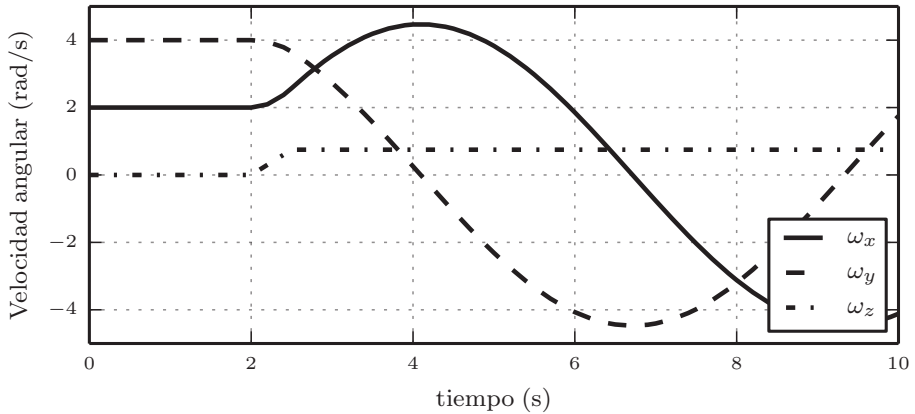


Figura 5.5. Respuesta del cuerpo a un torque actuando sobre el eje z .

También es preciso determinar el modelo del satélite (dinámica y cinemática), el modelo del actuador y el controlador o algoritmo de control.

Hasta hace algún tiempo los ACS, y en general los ADCS, de alto rendimiento no se encontraban disponibles para pequeños satélites como los CubeSat debido a los requerimientos de potencia, masa y volumen, pero ahora un gran número de componentes se encuentran disponibles en el mercado o han sido desarrollados por el equipo de la misión satelital. El desarrollo del ADCS en el CubETH, un nuevo CubeSat desarrollado por *Swiss Federal University of Lausanne* y *Swiss Federal Institute of Technology Zürich*, está basado en actuadores magnéticos desarrollados por ellos mismos [9].

Hoy en día, los CubeSat pueden realizar misiones más complejas; la tendencia en sistemas activos es el control triaxial, y no están limitados a ser desarrollados por un grupo de estudiantes en una institución educativa como una universidad.

5.3.1. Descripción de la técnica de control usada

Un controlador de orientación, de manera general, funciona del siguiente modo: se tiene una orientación deseada, la cual es la entrada del sistema y la compara con la orientación actual; la diferencia entre estas dos es llamado el error en la orientación. El error es ahora la entrada al algoritmo de control, que genera una salida conocida como la ley de control. La ley de control irá al actuador para modificar la dinámica del satélite. El propósito del controlador es hacer que el error tienda a cero, lo que indica que se ha llevado el satélite a la orientación deseada. La figura 5.6 presenta un diagrama de bloques del sistema de control.

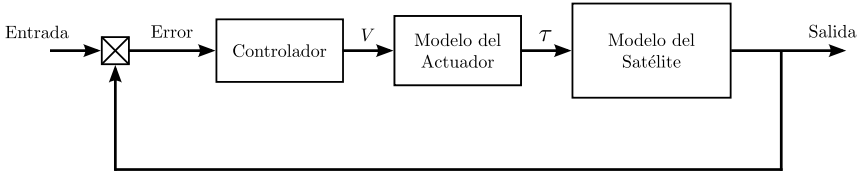


Figura 5.6. Representación general de un sistema de control de orientación

La manera como la orientación es lograda depende del tipo de controlador usado. Son muchos los tipos y técnicas que se han propuesto para control de orientación en satélites: en [10], S. Wu *et al* proponen dos controladores robustos basados en cuaternión de error y controlador por modo deslizante.

El tipo de control más usado es el control lineal PD (Proporcional-Derivativo); en [11] se implementa un PD con ganancia *scheduled*, en [12] también es usado un PD en combinación con un control PI (Proporcional-Integral).

Control Proporcional-Derivativo

La técnica de control PD, es la combinación de una ley de control Proporcional, P, y otra Derivativa, D.

La ley Proporcional debe su nombre por ser proporcional al error, es decir, cuanto mayor es el error, mayor será la acción de control para hacer que la salida se aproxime al valor deseado. La ley de control Proporcional solo será distinta de cero si el error es distinto de cero.

La ley Derivativa es proporcional a la variación de la señal de error. Esto indica que mientras la señal de error sea constante, la contribución de la parte derivativa es cero.

Esta técnica de control, para nuestro caso, se describe por la ecuación (5.20), donde se ha usado una formulación en cuaterniones, los cuales han sido descritos en la sección 5.2.2.

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}_P \mathbf{q}_e - \mathbf{K}_D \boldsymbol{\omega}, \quad (5.20)$$

donde \mathbf{u} es el torque de control, \mathbf{K}_P y \mathbf{K}_D son las matrices de las ganancias proporcional y derivativas del controlador, las cuales se escogieron de la siguiente manera [13]:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_D &= 2\zeta\omega_n \mathbf{I}, \\ \mathbf{K}_P &= \omega_n^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Los términos ζ y ω_n representan la relación de amortiguamiento y la frecuencia natural respectivamente. Estos parámetros son escogidos según las características del satélite y los actuadores. Finalmente, el término \mathbf{q}_e , en la

ecuación (5.20), es el cuaternión de error de orientación el cual es definido como:

$$\begin{bmatrix} q_{e1} \\ q_{e2} \\ q_{e3} \\ q_{e4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_{c4} & q_{c3} & -q_{c2} & -q_{c1} \\ -q_{c3} & q_{c4} & q_{c1} & -q_{c2} \\ q_{c2} & -q_{c1} & q_{c4} & -q_{c3} \\ q_{c1} & q_{c2} & q_{c3} & q_{c4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_{m1} \\ q_{m2} \\ q_{m3} \\ q_{m4} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

donde q_c es el cuaternión deseado y q_m es el cuaternión medido o actual.

El diagrama de bloque en la figura 5.7 muestra el sistema usado para las simulaciones.

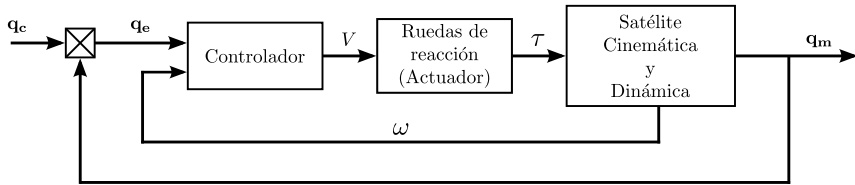


Figura 5.7. Esquema del sistema usado para simular el controlador PD con representación en cuaterniones

5.4. Actuadores usados para modificar orientación

Los actuadores son los componentes de un sistema de control cuya función es actuar sobre el sistema para llevarlo a su posición o estado deseado. Entre los actuadores más usados para un control más preciso y dinámico en pequeños satélites se encuentran: ruedas de momento, ruedas de reacción, actuadores magnéticos o magnetotorqueadores y propulsores [2, 14–17].

Para llevar a cabo los estudios de consumo de potencia, los actuadores usados en esta investigación fueron las ruedas de reacción y los actuadores magnéticos (magnetotorqueadores).

5.4.1. Ruedas de reacción

Las ruedas de reacción son usadas ampliamente en aplicaciones espaciales; por ejemplo el telescopio espacial Hubble y la siguiente generación de telescopios espaciales hacen uso de ellas [18, 19].

Las ruedas de reacción se pueden clasificar en forma general como dispositivos de intercambio de momento angular, junto con ruedas de momento y giroscopios. Este tipo de actuadores permite un cambio suave en el torque logrando así precisión en el apuntamiento [1].

Una rueda de reacción es, como su nombre lo indica, una rueda “volante” o disco con poca masa e inercia grande, operado por un motor, un sensor de velocidad angular y hardware para controlarla. El hardware controla el motor,

lee los sensores (velocidad, temperatura, presión, etc.) y se comunica con el computador del satélite. Las ruedas de reacción pueden girar en ambas direcciones y proveer un eje de control en el cuerpo al que están sujetas. Pueden ser accionadas independientemente y su velocidad puede ser variada por el controlador. Para la implementación de una rueda de reacción para uso espacial se debe considerar la desgasificación, la lubricación y en general, el alineamiento y el balance del disco “volante”.

Cada vez que una rueda gira genera un vector de momento angular sobre el eje en el que se encuentra alineada, reorientando de esta manera el satélite [1]. Cuando se precisa un control triaxial se pueden usar tres ruedas alineadas con los tres ejes de rotación del satélite (pitch, roll y yaw). También existen configuraciones con una rueda adicional, con el propósito de tener redundancia en el sistema en caso que una de las ruedas deje de operar. Una descripción de estas configuraciones se presenta en la sección 8.2.

Modelo de la rueda de reacción

Sea J el momento de inercia de la rueda, ω_w , su velocidad angular y sea h_w su momento angular, entonces el torque generado por las ruedas de reacción es definido como:

$$\tau_w = \dot{h}_w = \frac{d}{dt} (J\omega_w) \quad (5.23)$$

Este será entonces el torque en la ecuación (5.14) que modificará la dinámica del cuerpo, es decir, el torque de control.

Representación eléctrica y mecánica de las ruedas de reacción

Para representar las ruedas existe gran variedad de modelos dependiendo del tipo de mecanismo que usen, por ejemplo en [20] se usa un rotor con suspensión magnética, en [21] se modelan como un motor dc y además se estima la fricción viscosa y de Coulomb.

Para nuestra representación eléctrica y mecánica de las ruedas, empleamos un modelo equivalente de motor dc como el que aparece en la figura 5.8. Los términos que aparecen en la figura son: el voltaje de alimentación V , la resistencia equivalente del motor R , la inductancia del motor L , la fuerza contraelectromotriz V_a , la velocidad angular de la rueda ω_w , la inercia de la rueda J , el coeficiente de amortiguamiento b y la corriente de la malla i .

La *representación eléctrica* se obtiene del voltaje de la malla, es decir,

$$V - V_R - V_L - V_a = 0 \quad (5.24)$$

donde V_R , V_L y V_a son los voltajes en la resistencia, el inductor y la fuerza contraelectromotriz, respectivamente. Cada uno de estos parámetros se describen a continuación:

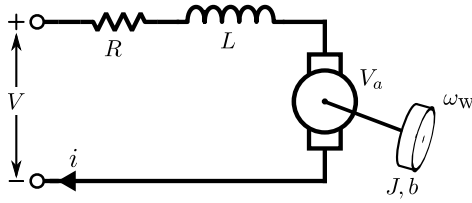


Figura 5.8. Esquema para el modelo equivalente de un motor dc.

$$\begin{aligned} V_R &= iR \\ V_L &= L \frac{di}{dt} \\ V_a &= K_e \omega_w \end{aligned} \quad (5.25)$$

El término K_e en la ecuación (5.25) es la constante de fuerza contraelectromotriz del motor.

De esta manera, la ecuación diferencial que describe la parte eléctrica del motor se puede escribir como sigue:

$$\frac{di}{dt} = -\frac{K_e}{L} \omega_w - \frac{R}{L} i + \frac{V}{L} \quad (5.26)$$

La *representación mecánica* del motor se hace teniendo en cuenta que el torque generado por el motor, $\dot{\mathbf{h}}_w$, el cual será el torque de control, es la diferencia entre el torque electromagnético τ_e y el torque generado por la fricción τ_b . Estos torques se definen de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \tau_e &= K_m i \\ \tau_b &= b \omega_w \end{aligned} \quad (5.27)$$

El término K_m en las ecuaciones (5.27) es la constante de torque electromagnético del motor. Así, con la ecuación (5.23), la ecuación diferencial que describe la parte mecánica del motor se puede escribir como:

$$K_m i = J \frac{d\omega_w}{dt} + b \omega_w \quad (5.28)$$

Uniendo la representación eléctrica y la mecánica se tiene el diagrama de bloques de la figura 5.9. Como se muestra, la entrada es el voltaje de alimentación del motor y una de las salidas es la velocidad angular de la rueda. Sin embargo, las que son relevantes para el proceso de control, y además son entradas de la dinámica del satélite son el momento angular y el torque generado por la rueda, es decir, el torque de control.

Es de recordar que el diagrama de bloques de la figura 5.9 corresponde a *una sola* rueda de reacción. Si las ruedas de reacción son iguales, este diagrama se replica para las demás ruedas que conformen el conjunto que está en el satélite.

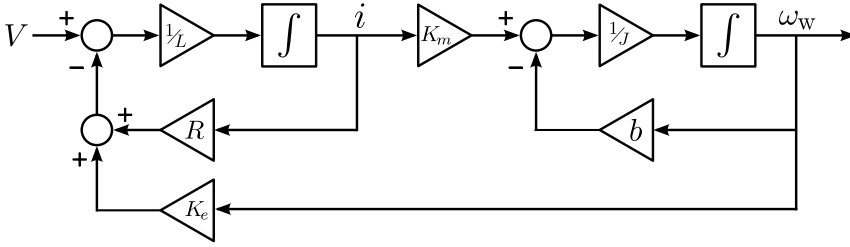


Figura 5.9. Descripción en bloques de la parte eléctrica y mecánica de la rueda de reacción.

5.4.2. Modificación de la dinámica del cuerpo por adición de ruedas de reacción

Con la adición de ruedas de reacción la dinámica del cuerpo cambia. El momento de inercia del cuerpo es ahora:

$$\mathbf{h} = \mathbf{I}\boldsymbol{\omega} + \mathbf{L}\mathbf{h}_w, \quad (5.29)$$

donde $\mathbf{h}_w \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ es el vector de momento angular producido por cada una de las m ruedas y $\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{3 \times m}$ es la matriz de orientación de las ruedas respecto al cuerpo (esta matriz será descrita en la sección 8.2).

Derivando y remplazando en la ecuación (5.13), esta puede ser reescrita de la siguiente manera [3, 6]:

$$\mathbf{I}\dot{\boldsymbol{\omega}} = -\boldsymbol{\omega} \times (\mathbf{I}\boldsymbol{\omega} + \mathbf{L}\mathbf{h}_w) - \mathbf{L}\dot{\mathbf{h}}_w + \boldsymbol{\tau}_{\text{ext}}, \quad (5.30)$$

donde $\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ es el momento de inercia del satélite y $\boldsymbol{\omega} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ es el vector de velocidades angulares. El término $\boldsymbol{\tau}_{\text{ext}} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ incluye todos los torques externos que pueden modificar la orientación del satélite. En el caso de los satélites, estos pueden ser: gradiente gravitacional, arrastre aerodinámico, torque magnético, etc [1].

El término $\dot{\mathbf{h}}_w \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ es el vector de torques producidos por cada una de las m ruedas, las cuales cambian la orientación del satélite.

5.5. Resumen

Este capítulo presentó de manera general los Sistemas de Determinación y Control de Orientación o ADCS usados en pequeños satélites. Se hace mención a los sistemas de control activos y se presenta como técnica de control para orientación el PD. Finalmente se describen las ruedas de reacción como actuadores triaxiales usados ampliamente para modificar orientación.

Bibliografía

- [1] J. R. Wertz, *Spacecraft Attitude Determination and Control*, 1a ed., D. Reidel, 1980
- [2] J. Bouwmeester y J. Guo, "Survey of worldwide pico- and nanosatellite missions, distributions and subsystem technology", *Acta Astronautica*, vol. 67, No. 7-8, pp. 854–862, 2010
- [3] P. C. Hughes, *Spacecraft Attitude Dynamics* Mineola, NY: Dover Publications, 2004
- [4] Universidad Sergio Arboleda, "Proyecto Espacial Colombia en Órbita, Primer Satélite Colombiano Libertad 1", 2007, [Online]. Disponible en: http://www.usergioarboleda.edu.co/proyecto_espacial/index.htm
- [5] H. Goldstein, *Classical Mechanics*, 3rd ed., Addison Wesley, 1964
- [6] M. J. Sidi, *Spacecraft Dynamics & Control* Cambridge, 1997
- [7] Y. Yang, "Spacecraft attitude determination and control: Quaternion based method", *Annual Reviews in Control*, vol. 36, No. 2, pp. 198–219, Dic. 2012
- [8] K. Woellert, P. Ehrenfreund, A. J. Ricco, y H. Hertzfeld, "Cubesats: Cost-effective science and technology platforms for emerging and developing nations", *Advances in Space Research*, vol. 47, No. 4, pp. 663–684, 2011
- [9] S. Rossi, A. Ivanov, G. Soudan, V. Gass, C. Hollenstein, y M. Rothacher, "CUBETH Magnetotorquers: Design and Test for a CubeSat Mission (IAA-AAS-DyCoSS2-14-13-07 – AAS 14-597)", *Advances In The Astronautical Sciences*, vol. 153, pp. 1493–1511, 2015
- [10] S. Wu, G. Radice, Y. Gao, y Z. Sun, "Quaternion-based finite time control for spacecraft attitude tracking", *Acta Astronautica*, vol. 69, No. 1-2, pp. 48–58, 2011
- [11] M. Abdelrahman y S.-Y. Park, "Integrated attitude determination and control system via magnetic measurements and actuation", *Acta Astronautica*, vol. 69, No. 3-4, pp. 168–185, Ago. 2011
- [12] Z. Ismail y R. Varatharajoo, "A study of reaction wheel configurations for a 3-axis satellite attitude control", *Advances in Space Research*, vol. 45, No. 6, pp. 750–759, 2010
- [13] Z. Zhou y R. Colgren, "A non-linear spacecraft attitude tracking controller for large non-constant rate commands", *International Journal of Control*, vol. 78, No. 5, pp. 311–325, 2005

- [14] R. X. Meyer, "Attitude Control", En *Elements of Space Technology For aerospace engineers* Burlington: Academic Press, 1999, ch. Chapter 6, pp. 215 – 268
- [15] R. Perez, "Attitude Control and Navigation", En *Wireless Communications Design Handbook - Space Interference*, ser. Wireless Communications Design Handbook, R. Perez, Ed. Academic Press, 1999, ch. Chapter 3, pp. 48–96
- [16] R. Kristiansen, O. Egeland, y P. J. Nicklasson, "A Comparative Study of Actuator Configurations for Satellite Attitude Control", *Modeling, Identification and Control*, vol. 26, No. 4, pp. 201–219, 2005
- [17] Z. Tudor, "Design and Implementation of Attitude Control for 3-axes Magnetic Coil Stabilization of a Spacecraft", Tesis de doctorado, Norwegian University of Science and Technology, 2011
- [18] P. L. Davis, J. Wilson, y R. Jewell, "Hubble space telescope reaction wheel assembly vibration isolation system", En *Damping 1986 Proceedings*, L. Rogers, Ed. Flight Dynamics Laboratory, Air Force Wright Aeronautical Laboratories, Air Force Systems Command, 1986
- [19] Space Telescope Science Institute (STScI), "Hubble's pointing control system", 2015
- [20] W. Tong y F. Jiancheng, "A feedback linearization control for the nonlinear 5-DOF flywheel suspended by the permanent magnet biased hybrid magnetic bearings", *Acta Astronautica*, vol. 79, pp. 131–139, 2012
- [21] V. Carrara, A. G. da Silva, y H. K. Kuga, "A Dynamic Friction Model for Reaction Wheels", *1st IAA Conference on Dynamics and Control of Space Systems*, pp. 1–11, 2012

Parte II

Experimentos y Análisis

Evaluación y análisis de la captura de energía en un satélite CubeSat

6.1. Introducción

La presente sección se encuentra dividida en tres partes para establecer los parámetros que se aplicarán para determinar un comportamiento más real en la captación de la energía y su almacenamiento dentro del satélite. Inicialmente se establecieron los cálculos necesarios que permiten establecer de forma más precisa el tiempo de la etapa solar, el cual resulta ser mayor a la duración de media órbita del CubeSat, con el fin de conocer el total de energía percibida antes de ingresar a la etapa de eclipse. Este tiempo depende de factores como la altura a la cual se encuentre el objeto y la inclinación de la órbita respecto al plano solar.

Como segunda etapa, se modelará el comportamiento de la radiación difusa o albedo, definida como la radiación solar reflejada por la Tierra hacia el espacio, que puede detectarse por un cuerpo circunda el cuerpo que orbita en función de su posición y la inclinación del plano de su trayectoria. De esta forma se rompe con la condición en la que solo las caras que están en el plano de radiación podrán entregar energía al sistema EPS, sino también las caras opuestas, logrando una mayor captación respecto a las simulaciones anteriores.

Finalmente, como tercera etapa en la simulación se han tomado los elementos orbitales que fueron calculados para el comportamiento cinemático de la misión satelital Libertad 1, modificando la trayectoria kepleriana original para obtener un escenario más real con la finalidad de calcular el ángulo de inclinación al plano de radiación o ángulo β el cual puede modificar de forma significativa la etapa de eclipse y solar de la trayectoria. Para estas consideraciones se ha estimado la energía total captada para un periodo orbital completo.

Así entonces, se logra un modelamiento que se aproxima un poco más al verdadero comportamiento de la energía sobre un satélite CubeSat 3U. Los resultados alcanzados indican que la energía detectada y almacenada varía respecto a las primera simulaciones en condiciones ideales. Esto lograría condicionar un mejor análisis sobre los requerimientos de la misión para el diseño del sistema de energía.

6.2. Cálculo de la energía incidente

La energía disponible es aquella que puede ser aprovechada por las celdas solares teniendo en cuenta las características de la órbita, su posición respecto al marco de la Tierra y la orientación del satélite en relación al vector solar. En la presente sección se establecen las características y cálculos matemáticos que permiten conocer la cantidad de radiación que incide por celda junto a la energía producida por órbita para su posterior relación con el consumo de la misión.

6.2.1. Etapa orbital de radiación

En un plano orbital es posible determinar dos momentos o etapas de la trayectoria que se definen a partir de la radiación solar dirigida hacia la Tierra. La primera etapa conocida como etapa solar corresponde al momento en que el satélite está en contacto con la luz solar y así puede realizar la captación de energía con los paneles solares. La segunda etapa es conocida como etapa de eclipse en donde el CubeSat se desplaza por el cono de sombra que se forma por la Tierra quedando alejado de la radiación, y por ende, no es posible la captación de energía.

Dentro de una condición ideal se asume que el tiempo de cada etapa para una órbita circular polar sobre el plano Sol-Tierra (la cual corresponde a una inclinación de 90° , excentricidad cero y longitud de nudo ascendente de 270°), era exactamente la mitad de un periodo orbital teniendo en cuenta que la declinación del sol es de cero grados, lo cual corresponde a una temporada de equinoccio. Sin embargo, por el efecto de la altura del satélite, la etapa de sol tiende a ser mayor a la etapa de eclipse lo cual permite un mayor tiempo de captación. Más adelante se calculará el tiempo aproximado de cada etapa para la órbita circular inicialmente considerada.

Una órbita kepleriana corresponde a una órbita circular (con excentricidad igual a cero) [1], donde el satélite se ubica a una altura promedio de 700 km sobre la superficie de la Tierra. Ahora, se asume una región de eclipse que cuenta una frontera cilíndrica tal como se muestra con la figura 6.1. Es necesario mencionar que esta región no permite en absoluto la presencia de radiación solar, despreciando efectos de regiones adyacentes como la penumbra y un cono

de umbra. En esta situación la trayectoria se ha seccionado en 4 regiones en donde tres de ellas corresponden a la etapa solar y la restante es la región de eclipse tal como se observa en la figura. 6.1.

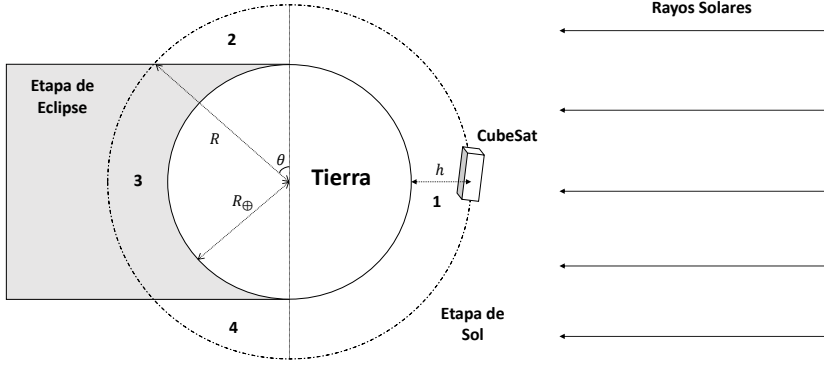


Figura 6.1. Representación de las etapas de Sol y Eclipse en una órbita LEO

Teniendo en cuenta la altura del objeto en órbita, el tiempo total o periodo de traslación puede determinarse a partir de los principios de la mecánica rotacional. Teniendo en cuenta la tercera ley de Kepler [2, 3], el periodo orbital se define como

$$T^2 = \frac{4\pi^2 h^3}{\mu}, \quad (6.1)$$

donde μ corresponde a la constante gravitacional para la Tierra que es el producto de la constante universal de la gravitación ($G = 6.67 \times 10^{-11} \text{ m}^3 \text{ kg}^{-1} \text{ s}^{-2}$) con la masa de nuestro planeta que es aproximadamente de $5.97 \times 10^{24} \text{ kg}$ tomando un valor de $\mu = 3.986 \times 10^5 \text{ km}^3 \text{ s}^{-2}$. Luego, en función de la altura del satélite h , muestra que el periodo orbital es

$$T = \sqrt{\frac{4\pi^2 a^3}{\mu}} = 99 \text{ min.} \quad (6.2)$$

Esta información permite establecer que para la región 1 el tiempo de desplazamiento del CubeSat será el de medio periodo orbital, es decir un tiempo de 49.5 min. Luego, para la región 2 (que es equivalente a la región 4) se toma el triángulo rectángulo que se forma entre la hipotenusa R , un cateto representado por el límite de sombra y el radio de la Tierra. El ángulo interno θ puede hallarse por la relación mostrada en la ecuación

$$\theta = \arccos \left(\frac{R_{\oplus}}{R} \right), \quad (6.3)$$

para R_{\oplus} tomado como el radio de la Tierra equivalente a 6400 km y R se representa por la expresión

$$R = R_{\oplus} + h. \quad (6.4)$$

Esto muestra que el ángulo que relaciona el eje vertical con el punto de transición entre la etapa de sol y la etapa de eclipse visto en la figura 6.1 es de 25.65° (0.4478 rad). Ahora, la longitud de la curva formada por la órbita correspondiente a dicha región se puede conocer a partir de la relación angular

$$S = (R_{\oplus} + h)\theta, \quad (6.5)$$

lo cual arroja un resultado de: 3179.27 km. Para conocer el tiempo que tarda el satélite en recorrer la región 2, se deben aplicar los conceptos que definen un movimiento circular uniforme donde su velocidad tangencial v se define como

$$v = \frac{\theta}{t_2} r = \frac{S}{t_2}. \quad (6.6)$$

Luego, el tiempo de desplazamiento del satélite sabiendo que su velocidad es de aproximadamente 8 km/s se calcula por

$$t_2 = t_3 = \frac{S}{v} = 6.615 \text{ min.} \quad (6.7)$$

De esta forma, se deduce que el tiempo de desplazamiento para la región de radiación es

$$T_{rad} = t_1 + 2t_2 = 62.73 \text{ min.} \quad (6.8)$$

De esto, la zona de eclipse presentará un tiempo

$$t_{ecl} = T - t_1 - 2t_2 = T - T_{rad} = 36.270 \text{ min.} \quad (6.9)$$

6.2.2. Radiación directa y radiación difusa

La energía disponible proviene de la radiación proporcionada por el sol que puede ser obtenida de dos maneras diferentes. Una de ellas es la radiación directa que corresponde a la principal fuente de captación. Por otro lado, la radiación que se refleja desde la superficie de la Tierra, conocida también como albedo, es considerada una segunda fuente para la producción de energía. En la presente sección se muestran los conceptos matemáticos que definen la etapa de captación.

Radiación directa incidente

La radiación captada por el satélite depende directamente de la geometría del cuerpo junto al ángulo de inclinación de las celdas solares respecto a la luz

solar. La radiación relativa se define como el producto de la constante solar en condición AM0 por la apertura angular θ según la línea normal a la superficie de alguna de las caras del satélite:

$$I_S = K \cos \theta. \quad (6.10)$$

La cantidad de potencia disponible para un escenario arbitrario corresponde a la sumatoria de la potencia aportada por cada superficie del CubeSat (i-ésima), es decir

$$W_S = \sum_{i=1}^6 I_i V_i = \sum_{i=1}^6 I_{S,i} A_i \eta, \quad (6.11)$$

siendo A la superficie efectiva que contiene las celdas solares y η la eficiencia del elemento (que puede determinarse conociendo la potencia generada por la celda) [4]. La energía disponible por órbita proporcionada por el sol es la integral de la potencia evaluada sobre un periodo orbital T :

$$E_S = \int_0^T W_S dt. \quad (6.12)$$

Sabiendo que el periodo orbital es la suma del periodo de radiación y el periodo de eclipse, entonces la energía obtenida se evalúa en función del tiempo de radiación T_{rad} como

$$E_S = \int_{T_{rad}} W_S dt. \quad (6.13)$$

6.2.3. Cálculo de la Reflexión Difusa

El albedo o la radiación infrarroja es aquella que se obtiene a partir de la radiación solar que rebota de la superficie de la tierra y entra en contacto con las caras que están alejadas del campo de visión de la luz solar directa. Este fenómeno puede proporcionar energía que puede ser captada por las celdas solares que están en el campo de visión del planeta.

La radiación solar que llega a la superficie de la Tierra es generalmente considerada parcialmente absorbida, parcialmente especular y parcialmente difusa reflejada. Este fenómeno puede variar en función de las características del lugar tales como el clima y el ambiente que lo conforma, entre otros. La energía absorbida es eventualmente irradiada nuevamente hacia el espacio en la región del infrarrojo. Sin embargo, no es percibida por las celdas solares ubicadas sobre el satélite.

Para el caso de la reflexión especular depende del ángulo de incidencia de la radiación. Por lo tanto cualquier objeto orbitando la Tierra recibirá solo una muy pequeña porción de esta. Finalmente, la reflexión difusa presenta un comportamiento más uniforme en cualquier punto de un plano orbital la cual puede ser captada por un satélite. Se introduce el término de **albedo** que

corresponde a un valor constante que indica la proporción de energía radiada en la superficie respecto al total de energía incidente por la luz del sol.

Definición de la radiación difusa

La reflexión difusa se define como la radiación incidente que proviene de la superficie de la Tierra por efecto de la luz solar que se refleja hacia el espacio y es captada por un cuerpo orbital [5]. Se había obtenido una primera aproximación que dependía de la relación angular entre el vector posición del satélite sobre su órbita y el vector que apunta en dirección al sol. Sin embargo, el modelo se restringe a un rango de π radianes, ignorando las regiones de luz solar del satélite cercanas al cono de sombra producido por la Tierra. De acuerdo a estas consideraciones, para lograr el modelo completo de la reflexión difusa se deducirá un modelo más completo de acuerdo a las regiones descritas en la figura 6.2. Es necesario mencionar que el procedimiento matemático realizado para la definición del albedo corresponde a una aproximación.

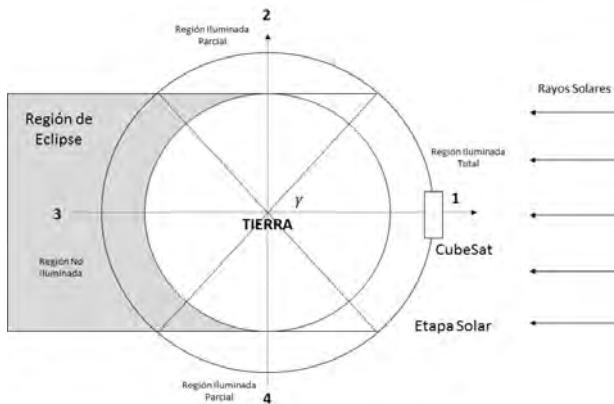


Figura 6.2. Definición de las regiones de órbita para la descripción de la reflexión difusa.

De acuerdo a las regiones establecidas se observa que la primera zona, a diferencia de la primera aproximación, se define para un rango angular inferior a los π rad dado que la sección superficial vista por el satélite está totalmente iluminada, proporcionando la mayor cantidad de albedo posible. Para las zonas mayores al ángulo γ , la sección esférica vista por el satélite empieza a ocultarse por el cono de sombra hasta llegar a la zona de eclipse. A continuación se establecerá el modelo matemático de cada zona.

Región de total iluminación

Si se toma como punto de partida de la simulación el eje positivo del marco de referencia de la Tierra que apunta hacia el sol y considerando una órbita kepleriana polar, se establece el ángulo θ que puede ser conocido también como anomalía verdadera (uno de los parámetros orbitales); se calcula como

$$\theta = AV = \int \omega dt, \quad (6.14)$$

donde ω representa la velocidad angular de la órbita que está en función del radio total de la circunferencia descrita por el satélite. Mientras se recorre la región 1 comprendida en el rango $-\gamma < AV < \gamma$, la reflexión difusa proviene de la dispersión de la luz en todas las direcciones. Ante esto, se considera una pequeña región dA_e de la superficie de la Tierra. Geométricamente se establecerá la cantidad de reflectancia en función de la posición del satélite para nuestra órbita kepleriana en la figura 6.3 donde el vector unitario \hat{n} corresponde a un vector normal a la superficie infinitesimal dA_e , el vector unitario \hat{s} es el vector solar y φ es al ángulo que se forma entre ambos vectores unitarios.

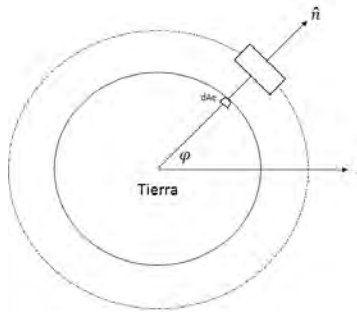


Figura 6.3. Geometría para la reflexión difusa

De acuerdo a la representación mostrada, y conociendo de antemano que la constante solar que indica la cantidad de intensidad de luz proveniente del sol es de $F_s = 1358 \text{ W/m}^2$, se puede establecer el flujo alcanzado en una zona por la ecuación

$$F_{in} = F_s(\hat{n} \cdot \hat{s}). \quad (6.15)$$

Ahora, la cantidad de luz reflejada es proporcional a la luz incidente multiplicado por la constante de albedo (llamado también reflectancia), la cual será representada con la letra griega ϵ . Así entonces, la ecuación que define el flujo reflejado por la Tierra es

$$F_{alb} = \epsilon F_s(\hat{n} \cdot \hat{s}). \quad (6.16)$$

Para poder conocer su valor deben hacerse algunas consideraciones. Tomando el caso en que la radiación produce un alto factor de reflectancia y

teniendo en cuenta que la órbita kepleriana es de tipo polar con periodo orbital aproximadamente de 99 minutos, se asume un valor de albedo de 0.28 al que es necesario incluirle un factor de corrección de 0.04, dado que el plano orbital está ubicado sobre el plano que une a la Tierra con el Sol. Finalmente el valor de albedo ϵ será de 0.32 [5].

Como la radiación viaja y se propaga en todas las direcciones, esta se reduce a medida que la distancia aumenta hasta obtener una pequeña porción de reflectancia difusa desde la superficie de la tierra cuando es captada por el satélite. Para esto es posible determinar el flujo de radiación en el cuerpo mediante

$$\omega_{alb} = \omega_0 \cos \Omega. \quad (6.17)$$

Según esto, la energía total entregada por un hemisferio donde su punto de radiación es la superficie dA_e es

$$E_r = \pi h^2 \omega_0, \quad (6.18)$$

que por conservación de la energía, se cumple la relación de igualdad

$$\pi h^2 \omega_0 = F_{out} dA_e, \quad (6.19)$$

de la que puede deducirse que la cantidad de flujo máximo que puede detectarse en una sección de la órbita es

$$\omega_0 = \frac{\epsilon F_s (\hat{n} \cdot \hat{s}) dA_e}{\pi h^2}, \quad (6.20)$$

siendo h la altura del satélite. Finalmente, el valor del ángulo de apertura γ que separa las regiones 1 y 2 se calcula de acuerdo a la figura 6.4.

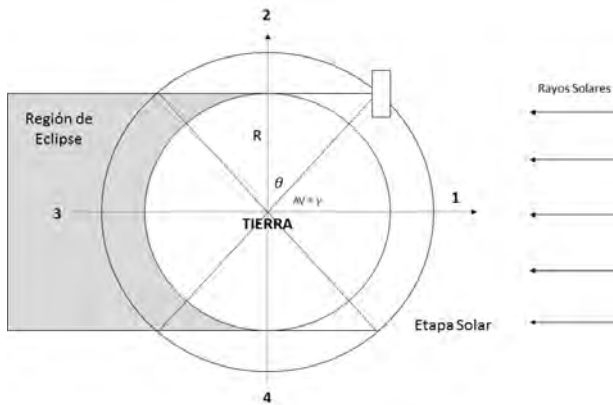


Figura 6.4. Cálculo del ángulo γ para la transición de la región 1 a la región 2

De esta manera, el valor de γ se obtiene con la expresión

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \arccos \left(\frac{R}{R+h} \right) \quad (6.21)$$

siendo R el radio de la Tierra.

Primer región de ocultamiento

Cuando la anomalía verdadera supera su valor límite γ la región de eclipse comienza a ocultar el área visible por el satélite reduciendo el albedo en función de la superficie iluminada. Inicialmente es importante conocer el valor del área visible por el satélite suponiendo que es una circunferencia. El plano de vista se define de acuerdo a la figura 6.5 para cualquier orientación.

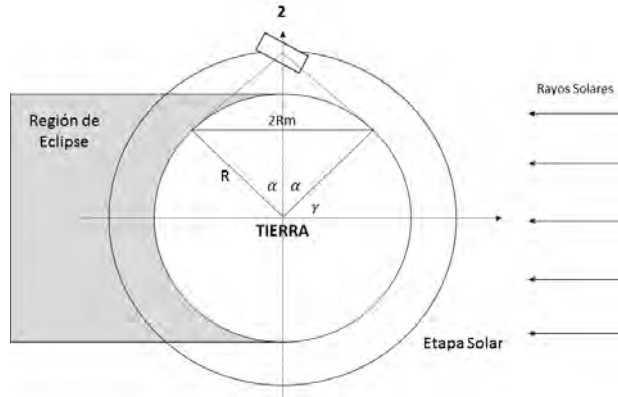


Figura 6.5. Región visible de la superficie de la Tierra desde el satélite CubeSat

De acuerdo con esto, la apertura que delimita la zona de vista del CubeSat se obtiene por

$$\alpha = \arcsen \left(\frac{R_{\oplus}}{R_{\oplus} + h} \right); \quad (6.22)$$

o también, se puede obtener el ángulo de apertura desde el centro de la Tierra que corresponde a la expresión

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \alpha = \arccos \left(\frac{R_{\oplus}}{R_{\oplus} + h} \right). \quad (6.23)$$

Ahora, para el valor de θ encontrado, el diámetro de la región visible se obtiene por

$$h = \sqrt{2R_{\oplus}^2 - 2R_{\oplus}^2 \cos(2\theta)}, \quad (6.24)$$

en donde es posible establecer un radio de superficie R_M como $D/2$. Luego, el área de la región visible se representa por πR_M^2 . Con su ingreso a la región

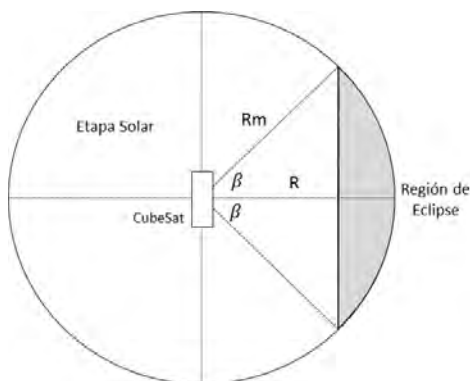


Figura 6.6. Definición de la región superficial y variación del área iluminada

de sombra de la Tierra, se produce un decremento del area que permite la reflexión difusa tal como se observa en la figura 6.6.

De acuerdo a la representación de la zona visible, se aprecia que se produce una sección circular delimitada por una cuerda cuya área se calcula por

$$A = \frac{R_M^2}{2} (2\beta - \sin(2\beta)), \quad (6.25)$$

donde el valor de β se establece por la relación trigonométrica

$$\beta = \arccos \left(\frac{R'}{R_M} \right). \quad (6.26)$$

Así entonces, la razón de cambio que representa al área de la sección circular se escribe de la forma:

$$\frac{dA}{dt} = R_M^2 (1 - \cos(2\beta)) \frac{d\beta}{dt}. \quad (6.27)$$

La variación angular que se produce por el triángulo rectángulo establecido en la figura 6.6 muestra que la ecuación diferencial es

$$\frac{d\beta}{dt} = \frac{-1}{R_M} \frac{dR}{dt}, \quad (6.28)$$

donde la variación del radio R , que corresponde a la longitud de la distancia normal desde el centro de la circunferencia a la cuerda que define la sección circular y que decrece, en función del tiempo. Se establece como:

$$\frac{dR}{dt} = -v_{\text{orbita}} \quad (6.29)$$

donde v_{orbita} es la velocidad tangencial del satélite que puede estimarse igual a la velocidad relativa de la sombra dado que la Tierra y la órbita corresponden a

dos circunferencias concéntricas presentando la misma velocidad lineal y puede definirse como el producto de la velocidad angular por la magnitud del vector posición del satélite respecto al centro del marco inercial fijo, es decir, $v_{orbita} = \omega(R + h)$ lo cual equivale aproximadamente a 8 km/s. En consecuencia, la variación del área de la sección circular luego de las consideraciones anteriores se escribe como

$$\frac{dA}{dt} = \frac{R_M^2}{2} (2 - 2 \cos(\beta)) \frac{v_{orbita}}{R_M} = R_M (1 - \cos \beta) v_{orbita}. \quad (6.30)$$

Al conocer el área efectiva que se encuentra iluminada, se puede establecer un término denominado factor de área (FA) que se introducirá en la ecuación principal del albedo. El factor de área se define por

$$FA = \frac{A_{efectiva}}{A_{total}}. \quad (6.31)$$

De esta forma, el albedo que se puede establecer en las regiones 2 y 4 (que tienen características simétricas) se expresa como

$$F_{alb,2} = F_{alb,4} = \frac{\epsilon F_s d A_e \cos \gamma}{\pi D^2} FA. \quad (6.32)$$

Esto se define para el rango $\frac{\pi}{2} - \gamma < AV < \pi - \gamma$.

Radiación difusa en la región de eclipse

Cuando el satélite ha entrado en la zona de eclipse, el área visible por el cuerpo ha sido ocultada completamente por el cono de sombra producido por la Tierra. De acuerdo con esto, puede establecerse que el factor de área es igual a cero debido a la inexistencia de reflexión difusa ($FA = 0$). Luego, la cantidad de radiación incidente es

$$F_{alb,3} = 0 \quad (6.33)$$

definido para el rango angular $\pi - \gamma < AV < \pi + \gamma$.

Definición final de la radiación difusa

De acuerdo a los planteamientos matemáticos establecidos anteriormente se logra una función matemática final que corresponde a la función radiación por reflexión difusa F_{RD} empleando la ecuación

$$F_{RD} = \sum_{i=1}^6 F_{alb,i}, \quad (6.34)$$

siendo la i -ésima cara del satélite. De forma explícita también puede representarse como

$$F_{RD} = \begin{cases} \frac{\epsilon F_s (\hat{n} \cdot \hat{s}) dA_e}{\pi H^2} & \text{si } AV < \gamma \vee 2\pi - \gamma < AV < 2\pi \\ \frac{\epsilon F_s dA_e \cos \gamma}{\pi H^2} F A & \text{si } \gamma < AV < \pi - \gamma \vee \pi + \gamma < AV < 2\pi - \gamma \\ 0 & \text{si } \pi - \gamma < AV < \pi + \gamma \end{cases} \quad (6.35)$$

La potencia resultante que se obtiene de la radiación W_{RD} presenta una definición matemática similar a la realizada con la radiación directa disponible, es decir

$$W_{RD} = \sum_{i=1}^6 F_{RD,i}. \quad (6.36)$$

Con esto, la energía disponible por el albedo corresponde a la integral de un periodo orbital escrito de la forma

$$E_{RD} = \int_0^T W_{RD} dt = \int_{T_{rad}} W_{RD} dt. \quad (6.37)$$

6.2.4. Radiación total incidente

Con la medición de la reflexión difusa de la tierra ahora se ha establecido la cantidad total de radiación incidente sobre la geometría de un satélite CubeSat. De acuerdo con esto, se define el concepto de flujo de energía de entrada que corresponde a la suma de todas las fuentes posibles de radiación. De acuerdo con esto, se establece matemáticamente el flujo de entrada como

$$F_T = \sum_{i=1}^6 (F_{S,i} + F_{RD,i}). \quad (6.38)$$

El perfil de radiación obtenido para una de las caras del satélite apuntando directamente hacia al centro de la Tierra se observa en la figura 6.7.

Al recorrer la región 2, la cantidad de radiación percibida por el albedo va reduciéndose hasta ser nula en la región de eclipse. Ante esto, la energía total disponible de entrada para el satélite durante su trayectoria orbital corresponde a la suma de la energía obtenida por la radiación directa y la radiación difusa en todas las caras del cuerpo, esto es

$$E_T = E_S + E_{RD}. \quad (6.39)$$

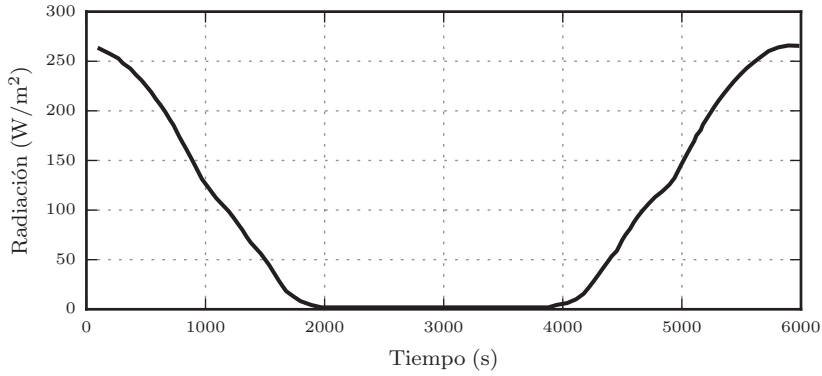


Figura 6.7. Visualización de la radiación total sobre una de las caras del CubeSat

6.3. Consumo de un satélite CubeSat

En esta sección se presenta inicialmente una descripción de la características de consumo para la misión Libertad 2, el comportamiento dinámico de la corriente que fluye por el sistema de energía y finalmente una posible secuencia de operación que se seguirá en el espacio. En la parte final se mostrarán los resultados definitivos del comportamiento del flujo de energía y el análisis de los escenarios considerados.

6.3.1. Flujo de salida de energía

La importancia en la captación de energía radica en la necesidad de usarla para la operación de los demás sub-sistemas que conforman la misión. Esto implica que la energía almacenada debe consumirse en función de los elementos activos y la potencia requerida por cada uno de ellos [6].

La potencia que se consume por un sub-sistema corresponde al producto del voltaje de activación V_{op} por el flujo de corriente de entrada I_{op} , ambos definidos según las características de diseño, es decir:

$$W_{sub} = V_{op}I_{op}. \quad (6.40)$$

Independiente de la secuencia de operación que define una misión satelital, se establece que la potencia total consumida por n sub-sistemas es

$$W_{T,out} = \sum_{i=1}^n W_{sub,i} \quad (6.41)$$

La potencia consumida se encuentra presente en todo momento durante la trayectoria orbital del CubeSat dado que algunos elementos o dispositivos electrónicos del objeto deben operar de manera continua definiendo así un

consumo mínimo. De esta forma, la energía consumida E_o define la integral de la potencia sobre el tiempo orbital del satélite el cual abarca tanto la región de radiación como la región de eclipse; esto se escribe como

$$E_o = \int_0^T W_{T,out} dt. \quad (6.42)$$

6.3.2. Dinámica de la corriente y estado de carga respecto al flujo de energía

En la simulación de un sistema de energía para un CubeSat se consideran dos etapas: captación y almacenamiento. Sin embargo, esto no brinda una completa información sobre el comportamiento de la energía ya que no establece las etapas que demandan consumo, especialmente durante el tránsito en la región de eclipse. Ante esto, es importante incluir una etapa adicional que represente todas las consideraciones de consumo de los demás sub-sistemas. Esta será definida como *carga* y puede establecerse como la etapa final en la representación de un EPS [6]. En la figura 6.8 se recuerda una descripción general del sistema de energía implementado junto a sus etapas consideradas.

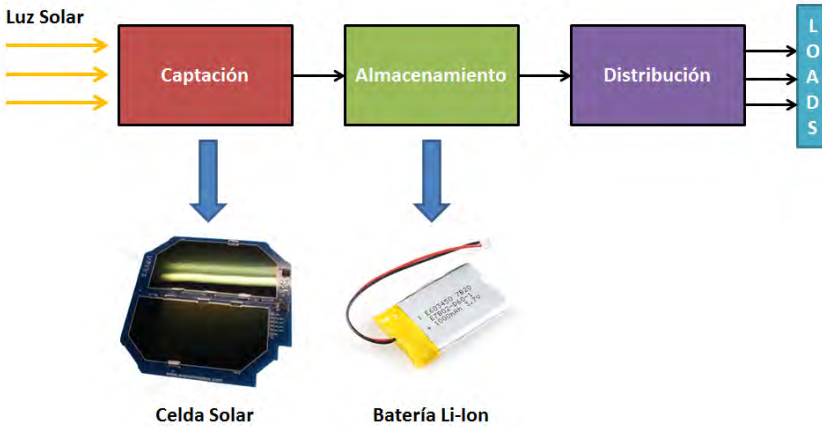


Figura 6.8. Diagrama general de un sistema EPS.

De acuerdo al concepto de flujo de energía, se presenta un valor de potencia relativa P_{rel} que indica la diferencia entre la potencia de entrada respecto a la potencia de salida donde la primera es la captación acumulada por todas las celdas disponibles en el satélite en n caras (para este caso, $n = 6$), mientras que la segunda es la energía consumida por los n' sub-sistemas presentes en el CubeSat, es decir

$$P_{rel} = P_{entrada} - P_{salida} = \sum_{i=1}^6 P_{rad,i} - \sum_{k=1}^{n'} P_{sub,k}. \quad (6.43)$$

Pero esta ecuación no muestra explícitamente el comportamiento de la energía sobre la batería. La ecuación (6.11) había establecido la representación matemática de la potencia de entrada que es la sumatoria individual de la energía disponible por cada cara del nanosatélite que presenta paneles solares. Para el caso del consumo ocurre un comportamiento análogo que la potencia de salida. Sin embargo, dado que el voltaje en todos los sub-sistemas son constantes durante su operación (a pesar de manejar niveles de 3.3 V o 5.0 V), la implementación se delimita por la variable de corriente que presenta un comportamiento dinámico a lo largo de la misión. Así entonces, para definir la carga del sistema, se establece que la corriente de salida o I_{load} es

$$I_{load} = \sum_{k=1}^{n'} I_{sub,i}. \quad (6.44)$$

Ahora bien, una correcta forma para lograr identificar la corriente relativa del sistema es conocer si la batería está en proceso de almacenamiento o entrega de energía a partir del siguiente diagrama circuital (Fig 6.9).

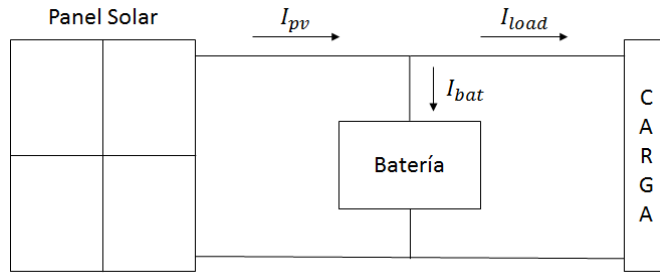


Figura 6.9. Definición del modelamiento circuital de un sistema EPS.

A partir de la ley de corriente de Kirchhoff sabiendo que I_{pv} es la corriente proporcionada por las celdas solares, I_{batt} la corriente que ingresa o sale de la batería y I_{load} es la corriente que se desplaza en dirección a los demás sub-sistemas de la misión y representa el consumo, se aplica que

$$I_{bat} = I_{pv} - I_{load} \quad (6.45)$$

Si se analiza la anterior expresión se observa que si $I_{pv} > I_{load}$ indica que existe corriente en dirección a la batería lo cual indica que se está en proceso de almacenamiento. Por otro lado si ocurre la condición inversa: $I_{pv} < I_{load}$, quiere decir que ahora la corriente sale de la batería y por ende se está en etapa de consumo relativo o pérdida de energía (lo cual puede ocurrir principalmente en la región de eclipse de la órbita). Ante esto es posible conocer la capacidad del sistema EPS para poder proporcionar la suficiente energía que logre suplir los requerimientos de la misión en las diferentes etapas de operación.

Conociendo la cantidad de corriente que circula sobre la etapa de almacenamiento, se establece que el estado de carga *SOC* en cualquier momento de la misión se deduce como

$$SOC = Q_{ini} - \frac{1}{C} \int_0^t I_{bat} dt, \quad (6.46)$$

siendo Q_{ini} la condición de carga inicial de la batería para $t = 0$ y C la capacidad del dispositivo en mAs (mili-amperio segundo). La descripción del estado de carga dará a conocer la eficiencia de una órbita para el manejo de la energía durante la operación del satélite.

6.3.3. Consideraciones de consumo y secuencia de operación

Ya definiendo la expresión que permite conocer el estado del sistema EPS, se debe definir el valor de la corriente de carga a partir de la potencia empleada por cada sub-sistema para entrar en operación. De forma resumida, en la tabla 6.1 se muestra a cada sub-sistema que conformará la misión Libertad 2 junto a sus características eléctricas. Se debe mencionar que los valores que serán mostrados a continuación corresponden a los valores típicos de consumo.

sub-sistema	Voltaje [V]	Corriente [A]	Potencia [W]
On Board Computer	3.3	0.303	1.000
Payload	3.3	0.465	1.536
Comm Banda S	3.3	1.500	4.950
Comm UHF/VHF	3.3	0.848	2.800
ADCS	5.0	1.152	5.760
Deployment System	3.3	0.322	1.064
EPS	3.3	0.091	0.300

Tabla 6.1. Consideraciones de consumo para la misión Libertad 2

Sin embargo, es importante aclarar que todos los sub-sistemas no se activan al mismo tiempo, sino que operan de acuerdo a la etapa de funcionamiento durante su desplazamiento en la órbita. De esta forma tendremos diferentes magnitudes de potencia de carga lo cual generará un dinamismo en el estado de carga de la batería. La tabla 6.2 muestra cada uno de las etapas de operación junto a los sub-sistemas activos y el tiempo de ejecución para obtener una simulación final de la energía.

El tiempo de *standby* fue tomado como el tiempo de una sola órbita como referencia para simplificar la ejecución en las simulaciones. Así mismo, para el sub-sistema ADCS, existen tres modos de operación; sin embargo, se tomará solo uno de ellos (aquel de mayor implementación) que presenta un consumo de 5.76 W.

Modo de operación	sub-sistemas activos	Potencia total (W)	Tiempo de operación (s)
Boot	<ul style="list-style-type: none"> ■ On Board Computer ■ Comm UHF/VHF ■ ADCS ■ EPS 	8.228	60
Tumbling	<ul style="list-style-type: none"> ■ On Board Computer ■ Comm UHF/VHF ■ ADCS ■ EPS 	4.928	1800
Comm UHF/VHF	<ul style="list-style-type: none"> ■ On Board Computer ■ Comm UHF/VHF ■ ADCS ■ EPS 	4.928	900
Comm Banda S	<ul style="list-style-type: none"> ■ On Board Computer ■ Comm Banda S ■ ADCS ■ EPS 	10.33	900
Cámara	<ul style="list-style-type: none"> ■ On Board Computer ■ Camara ■ ADCS ■ EPS 	6.916	900
Standby	<ul style="list-style-type: none"> ■ On Board Computer ■ Cam UHF/VHF ■ ADCS ■ EPS 	4.928	5500

Tabla 6.2. Secuencia de operación para la misión Libertad 2

Secuencia de operación

De acuerdo a los requerimientos generales que definirán la misión, es necesario estimar una secuencia de operación que permita establecer el consumo que se esperaría por parte de los sub-sistemas que conformarán el CubeSat. En la figura. 6.10 se muestra el diagrama de bloques aproximado que identifica la secuencia desde su salida del P-Pod.

Finalmente, de acuerdo a la secuencia establecida, en la figura 6.11 se puede conocer un perfil de la potencia consumida en función del tiempo de

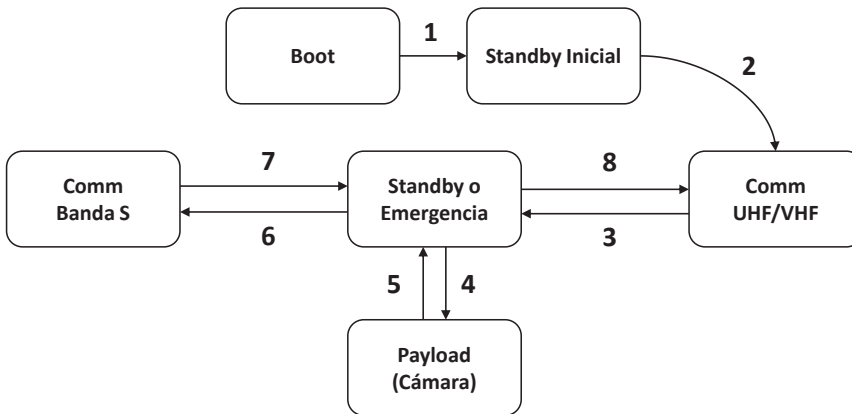


Figura 6.10. Secuencia de operación aproximada para una misión CubeSat. El proceso vuelve a repetirse desde el numeral 3 (Comm UHF/VFH)
- Referencia: Libertad 2.

acuerdo al comportamiento de las variables eléctricas de cada sub-sistema y su funcionamiento según la etapa de operación. Ésto dará una primera observación del comportamiento que deberá tener el sistema de energía según el *Power Budget*.

Al completar una secuencia de operación de la misión se logra un tiempo de casi 20000 segundos, es decir, casi cuatro periodos orbitales completos o equivalente a un tiempo de más de 5 horas. Inicialmente deben mostrarse los diferentes momentos de consumo para compararse con la captación de las celdas solares.

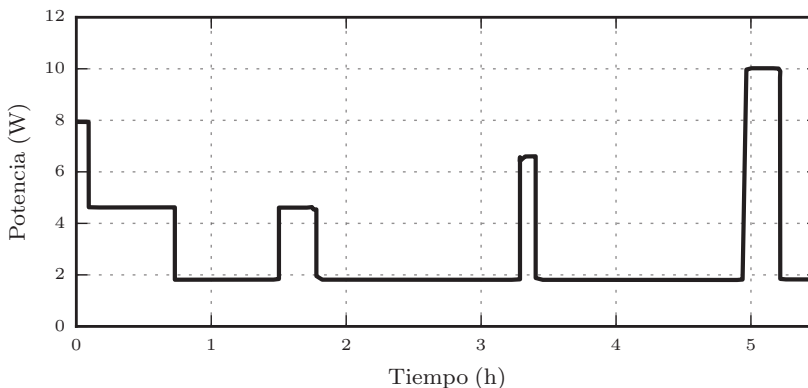


Figura 6.11. Curva de potencia de consumo según la secuencia de operación descrita.

La corriente de carga influirá en el comportamiento de la energía sobre la batería para conocer el estado de carga del mismo. Como es de esperar, existen fluctuaciones en la cantidad de corriente debido a los movimientos rotacionales que presenta el satélite durante su trayectoria en la órbita durante la etapa solar; cuando se ingresa a la región de eclipse la corriente se reduce a cero debido a la inexistencia de radiación para producir energía eléctrica.

6.4. Escenarios de orientación y su descripción

En esta sección se comparan algunos escenarios en los cuales el satélite puede estar durante su desplazamiento alrededor de la Tierra. Ahora se darán a conocer tres casos descritos con el objetivo de analizar el comportamiento de la energía en función del tiempo teniendo en cuenta la secuencia de operación para una misión CubeSat.

6.4.1. Primer Escenario: Orientación Libre

El primer escenario es denominado Orientación Libre mostrado en la figura 6.12. Aquí el satélite se encuentra realizando rotaciones libres durante su trayectoria debido a la ausencia de un control de orientación reaccionando ante las perturbaciones iniciales y las condiciones del medio como el gradiente gravitacional. Este escenario permite que todas las cargas que componen la geometría del satélite tengan contacto con la radiación solar tanto directa como difusa en diferentes instantes de tiempo logrando así un caso que servirá como punto de referencia ante escenarios alternos al momento de analizar el flujo de energía.

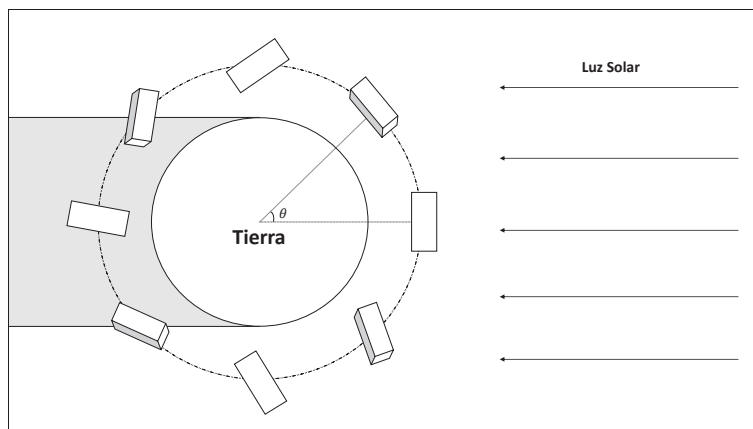


Figura 6.12. Escenario de Orientación Libre

6.4.2. Segundo escenario: Orientación solar fija

El caso que se estudia ahora corresponde a un comportamiento de la orientación denominada Solar Fija en la cual, considerando el uso de un control de orientación, el marco de referencia del satélite es invariante respecto al marco de la Tierra, por ende, solo una cara del CubeSat (de tipo 3U) está en posición directa al sol. La figura 6.13 describe la orientación definida.

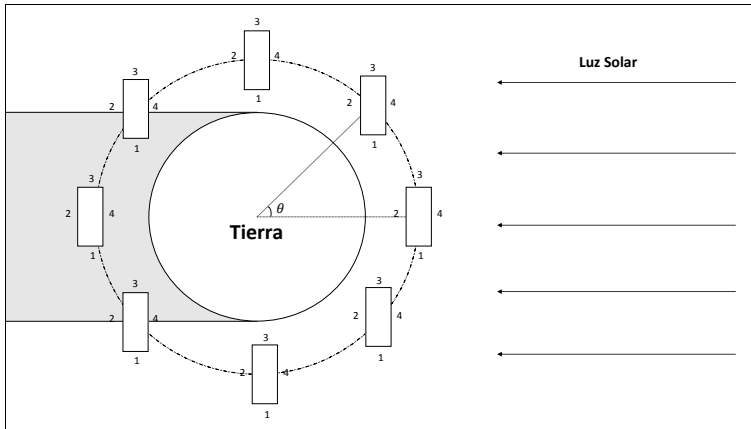


Figura 6.13. Escenario de Orientación Solar Fija

6.4.3. Tercer escenario: Nadir orientado

Para este tercer escenario considerado en las simulaciones, nuevamente se asume la presencia de un control de orientación de tal forma que una de las caras tipo 3U está observando constantemente en dirección al centro de la Tierra. Esto permite que cuatro de las superficies se encuentran en contacto directo con la radiación, esto es, las caras ubicadas sobre los ejes X e Y . Para la radiación difusa, solo la cara 2, que representa a X -, detectará albedo con valor máximo sobre el punto de partida del satélite. Según la geometría de la situación, únicamente la cara 4 comenzará con un pico de radiación para el instante $t = 0$; mientras el satélite recorre su trayectoria, la radiación en 4 se reduce en función de la separación angular (o anomalía verdadera) incrementando su cantidad relativa sobre 3. Luego de alcanzar una posición angular de 90° , la cara 3 logra su punto de máxima radiación y de igual forma, la cara 2 comienza a recibir energía directa de la luz solar. La radiación sobre 2 aumentará progresivamente hasta alcanzar la zona de eclipse donde la potencia cae completamente a cero. Cuando retorna a la zona de radiación, la cara 1 recibe radiación aumentando hasta llegar a los 270° para luego reducirse para permitir nuevamente a la cara 4 captar radiación y retornar a su punto de partida.

En este caso la radiación relativa presenta un comportamiento sinusoidal ya que depende de la posición angular en toda la trayectoria. La figura 6.14 describe el escenario propuesto que puede aplicarse para misiones que incorporen una cámara para la observación de la Tierra.

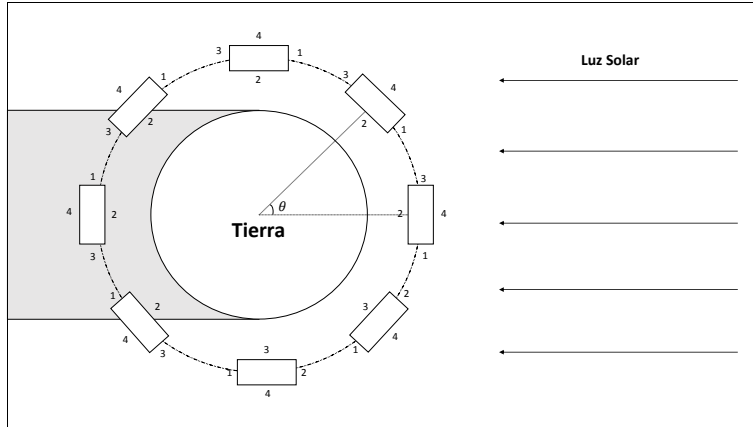


Figura 6.14. Escenario de orientación nadir

6.5. Cálculo de la energía incidente

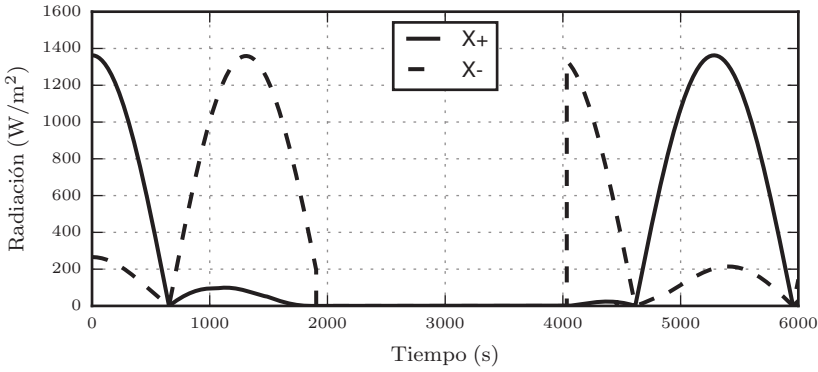
Luego de conocer los escenarios de orientación propuestos, ahora se realizará el cálculo y análisis de la energía disponible en cada uno de ellos y su influencia sobre las características de consumo de la misión.

6.5.1. Radiación incidente y potencia por escenario

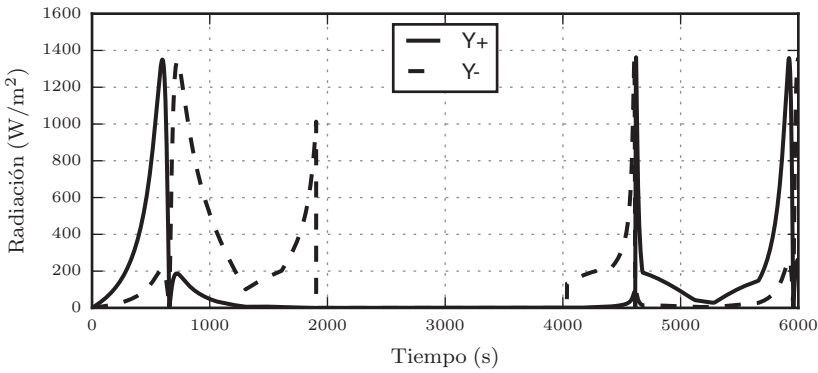
Para establecer un análisis de la energía, se debe iniciar con establecer la cantidad de radiación disponible por cada una de las caras del CubeSat a partir de la radiación relativa por panel solar. A continuación se identifican las curvas de radiación y su derivación en potencia suministrada por los dispositivos fotovoltaicos.

Escenario orientación libre

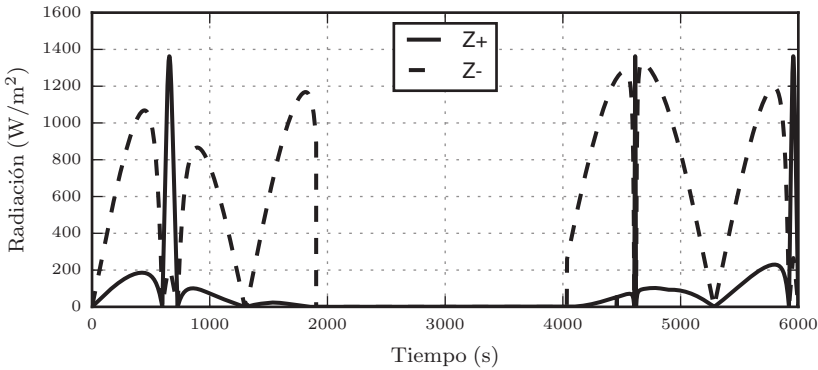
El comportamiento de la radiación relativa para el escenario libre es variante durante todo su recorrido en el espacio para un periodo orbital. Para una mejor observación de esta variable se han obtenido las curvas representativas de la radiación total para cada pareja de caras opuestas como puede apreciarse desde la figura 6.15a hasta la figura 6.15c en una órbita completa de casi 6000 segundos aplicando una perturbación gravitacional.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.15. (a). Radiación incidente para el eje X. (b). Radiación incidente para el eje Y. (c). Radiación incidente para el eje Z

Un rasgo importante del comportamiento de las curvas de radiación es que ante la presencia de radiación solar directa en una de las caras, en la cara opuesta del mismo eje la magnitud es nula, presentando únicamente radiación difusa proveniente de la superficie de la Tierra. Esto valida en cierto sentido el modelamiento realizado de la dinámica del satélite y en los cálculos de la matriz de rotación y transformación de coordenadas.

La radiación solar es la responsable de proveer energía a todos los subsistemas del vehículo espacial. Por eso el estudio debe realizarse en términos de la potencia capturada por parte de las celdas solares. Para el escenario constituido por la orientación libre se logra una cuantificación de radiación en todas las caras del CubeSat debido a las rotaciones arbitrarias que producen las diferentes perturbaciones. Si se asume que se cuenta con paneles solares en la totalidad de las caras del satélite tanto 1U como 3U (como situación de referencia), la potencia incidente por cada eje puede observarse en la figura 6.16. La línea continua corresponde a la suma de todas las potencias obtenidas por eje demostrando que el valor pico de potencia captada estuvo alrededor de 9 W.

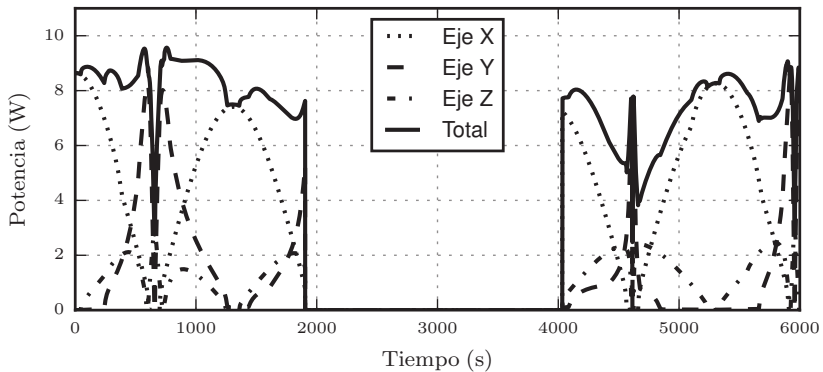


Figura 6.16. Potencia incidente en cada eje y potencia total adquirida por el satélite.

Escenario solar fijo

En términos de radiación directa, dado que solamente una de las caras del satélite está orientada de tal forma que permite una incidencia perpendicular de los rayos solares, y que corresponde a un comportamiento del vector normal con una inclinación relativa de 0° , la cantidad de radiación captada para la cara ($X+$) corresponde al valor máximo de radiación de 1363 W/m^2 durante todo su recorrido en la región solar hasta llegar a la zona de eclipse donde se reduce hasta los 0 W/m^2 . Ahora las demás caras que se encuentran sobre los ejes ($X-$, $Z+$, $Z-$) presentan una captación de radiación difusa ya que logran obtener dentro de su campo angular a la Tierra en diferentes momen-

tos de tiempo aportando una cantidad mínima de radiación adicional para la generación de energía.

Así entonces, la radiación relativa para los semiejes del satélite que logran captación de energía para un periodo orbital completo se muestra en la figura 6.17. Para esta situación se ha definido la radiación difusa como la suma de cada captación individual para una mejor visualización del comportamiento del albedo de la Tierra.

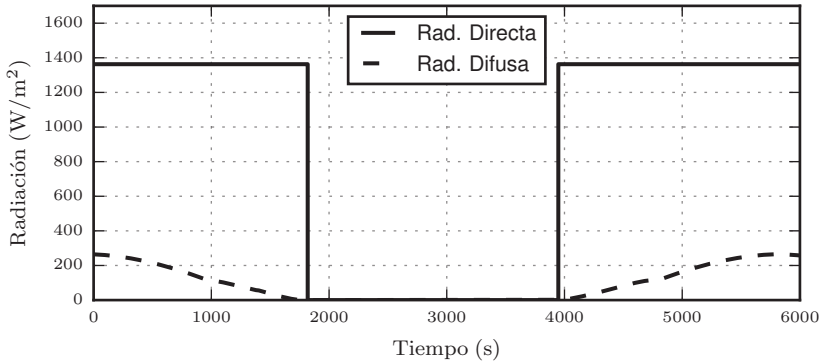


Figura 6.17. Comportamiento de la Radiación en la Orientación Solar Fija

Para la radiación captada en términos de potencia, para determinar la cantidad de energía disponible en la órbita del escenario de orientación, la cantidad alcanzada por cada eje para la región de radiación se puede apreciar en la figura. 6.18. Aquí, la suma total de la potencia corresponde a la línea continua.

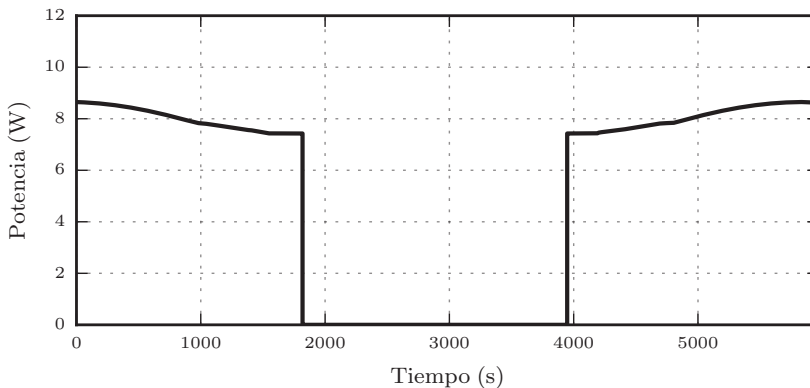


Figura 6.18. Potencia captada en la Orientación Solar Fija

De acuerdo al comportamiento de las curvas descritas, los picos máximos de potencia se logran muy cerca del punto de partida del satélite en su trayectoria

orbital donde la sumatoria de la radiación difusa es mayor. El valor máximo de potencia cuantificada luego de completar una revolución estuvo por debajo de los 9 W. Debido a las características de la orientación, las caras 1U no proporcionan potencia suficiente sobre el sistema ya que está en el orden de los mW originando un cambio mínimo sobre la potencia total.

Escenario nadir orientado

De acuerdo a la descripción del escenario realizado anteriormente y la geometría del satélite CubeSat se obtiene la curva de radiación mostrada en la figura 6.19. El comportamiento sinusoidal es al rasgo más característico de este escenario donde el eje Y no presenta radiación.

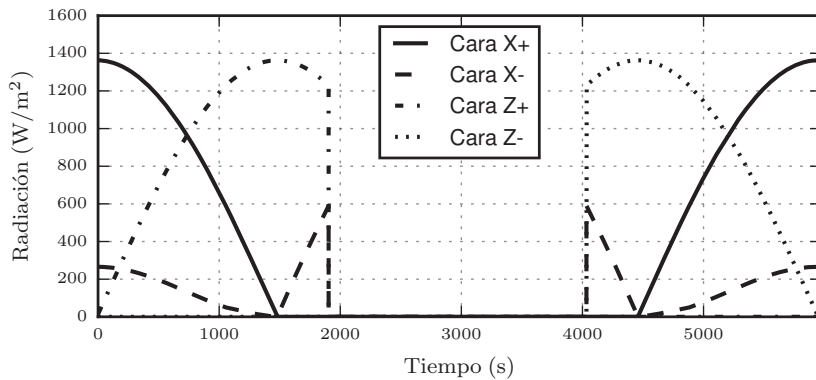


Figura 6.19. Comportamiento de la radiación en el escenario nadir orientado

Dado que dos ejes del CubeSat están en dirección directa con la radiación, la potencia total proporcionada corresponde a la suma de las cuatro caras. En la figura 6.20 se identifica la curva de potencia.

Dado que la posición inicial corresponde a la etapa donde la cara X+ capta la mayor radiación solar, se obtiene el pico de potencia cercano a los 9 W gracias a la cara 3U; sin embargo, mientras el satélite se encuentra en desplazamiento y una de las caras sobre el eje Z incrementa su radiación captada, la potencia se reduce hasta los 2 W debido a su geometría de 1U, siendo esta la máxima potencia posible que el sistema puede adquirir. Al asomarse la cara 4, nuevamente la potencia se incrementa hasta alcanzar la región de eclipse donde la potencia es nula. Al retornar a la región de radiación el comportamiento de la potencia es similar.

Luego de completar la descripción de este tercer escenario a partir de las gráficas de la energía adquirida se ha completado la caracterización y definición de los tres casos de estudio tenidos en cuenta en la presente investigación. La potencia resultante será información suficiente para establecer un análisis de

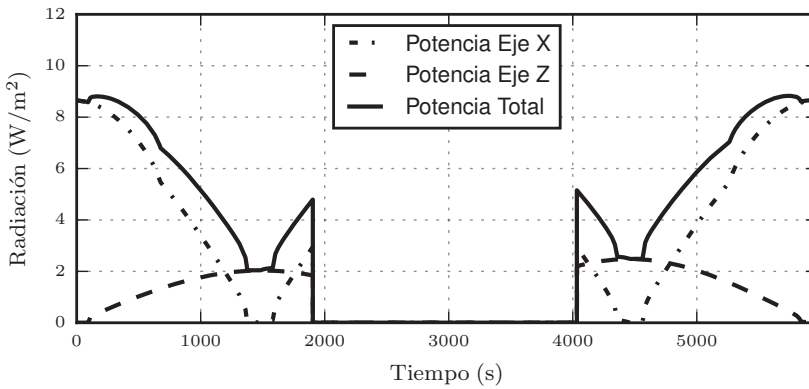


Figura 6.20. Comportamiento de la potencia en el escenario nadir orientado

energía del sistema. En la siguiente sección se realiza una comparación de los resultados alcanzados.

6.5.2. Comparaciones de los escenarios propuestos

Cada escenario describe un comportamiento característico de la radiación relativa que proporciona una perspectiva de la energía disponible en la órbita a partir de la potencia adquirida por cada uno de los ejes del marco de referencia del cuerpo. Ahora, para conocer la manera en que el satélite podrá operar en función de la energía disponible, se realizará una comparación de cada escenario para identificar cuál de ellos puede brindar un mejor aprovechamiento de energía a partir de las condiciones de consumo y la secuencia de operación para una misión CubeSat particular.

Comparaciones de Potencia

Una primera comparación que es necesario realizar es el comportamiento de la potencia para cada escenario, el cual podrá brindar una aproximación sobre el aprovechamiento de la energía y su influencia sobre el almacenamiento en la batería Li-Ion a lo largo de la trayectoria del CubeSat. La figura 6.21 presenta una superposición de las curvas de potencia para cada escenario durante la primera etapa de radiación antes de ingresar a la región de eclipse, alrededor de los 1800 s de simulación.

El primer escenario muestra las variaciones características de la orientación libre donde existe un comportamiento alternante para la radiación relativa de las caras que componen la geometría del CubeSat. En esta circunstancia, los cambios en la potencia son muy significativos. Aunque la tendencia es a permanecer por encima de los 7 W, existen momentos en que la energía se reduce

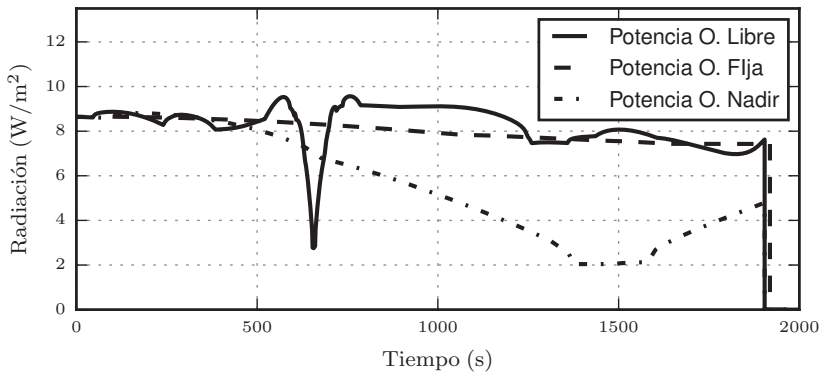


Figura 6.21. Comparación de las curvas de potencia en los tres escenarios

considerablemente por debajo de los 3 W debido a la orientación de una cara tipo 1U (eje Z) de forma directa al sol. Esto inhibe la posibilidad a las demás caras a capturar energía y solo depender de la máxima capacidad de dos celdas solares; sin embargo, esto sucede en momentos cortos de tiempo mientras en la mayoría del periodo solar la potencia es muy próxima al máximo.

El segundo escenario presenta la favorable condición de contar con potencia proporcionada por una cara tipo 3U logrando durante toda la etapa solar potencia superior a los 7 W (considerando albedo), permitiendo una mayor captación de energía, aunque en promedio presenta una similar cuantificación al caso anterior.

Finalmente, el tercer escenario de tipo nadir orientado cuenta con potencia superior a los 8 W durante el inicio del recorrido del CubeSat, pero, por las características del movimiento del marco de referencia del cuerpo, se llegará a una etapa donde la radiación máxima será solo proporcionada por alguna de las caras 1U del eje Z. Esto implica que la potencia tenderá a reducirse hasta caer cerca de los 2 W por un periodo mayor a como ocurre en el primer escenario, mostrando ser un escenario que provee poca energía.

En definitiva, el escenario de orientación solar fija provee una cantidad de potencia superior a los 7 W de forma continua durante toda la etapa de radiación de la órbita; por el contrario, los dos escenarios restantes, aunque presentan picos de energía considerables, presentan etapas donde la potencia se reduce a los 2 W. Específicamente se prefiere que ninguna cara del eje Z esté mirando directamente al sol por largos periodos de tiempo.

Energía Disponible por órbita

Al tomar cada curva de potencia y realizar la integral en función del tiempo, se obtiene la energía captada de cada escenario, la cual brindará información

sobre las condiciones que permiten un mejor flujo de energía de entrada al sistema de energía. La figura 6.22 muestra el resultado de la captación total y definitiva de cada escenario.

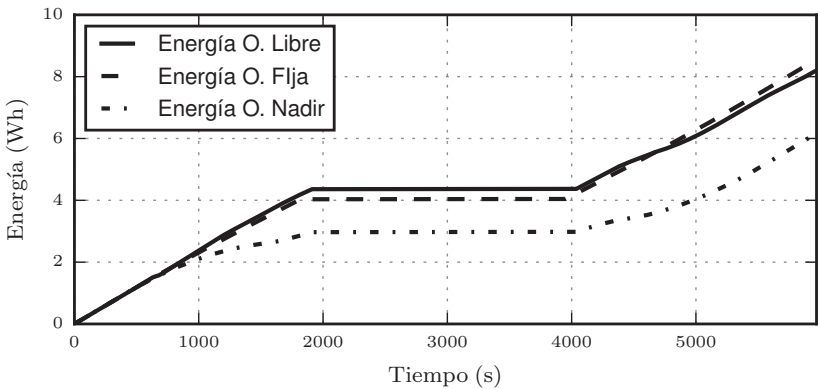


Figura 6.22. Energía suministrada por las celdas solares para cada escenario

Un alcance positivo es la similitud entre el escenario de orientación libre y el escenario de orientación solar fija que mostraron un nivel de captación de energía muy cercano el uno del otro encontrándose, en promedio, cerca de 8.3 Wh. Por otro lado, el tercer escenario de orientación nadir mostró el peor caso de captación logrando un promedio de 5.8 Wh. La tabla 6.3 muestra los datos calculados para cada escenario propuesto, específicamente para un periodo orbital.

Escenario	Energía (Wh)	Potencia (W)
Orientación Libre	7.9	4.78
Orientación Fija	8.3	5.03
Orientación Nadir	5.8	3.51

Tabla 6.3. Factor de relación de energía para cada escenario respecto a la energía de carga

6.6. Flujo de energía y el estado de carga

Ahora se cuenta con la información necesaria para conocer el comportamiento de la energía a lo largo de la trayectoria del satélite teniendo en cuenta la secuencia de operación establecida para una misión CubeSat. Tomando las estimaciones de consumo se puede realizar una comparación de energía entre el flujo de entrada y el flujo de salida del satélite, lo que se denomina el flujo resultante de energía U_E .

Es importante considerar que los cambios en el flujo indican la forma en que varía la relación entre la energía captada con la energía consumida para las etapas de operación del satélite con relación con el sistema de energía. Para la primera parte se demuestra que durante la etapa del *Deployment System* y *Boost*, la generación se incrementa sobre el consumo logrando un flujo positivo, siendo importante a pesar de ser la etapa de mayor consumo, al llegar las etapas de eclipse, el flujo se reduce significativamente pero en la región de radiación la tendencia siempre es creciente de U_E .

Una mejor perspectiva sobre la relación de la energía de entrada con la energía de salida puede verse en la figura. 6.23 que muestra las relaciones resultantes de cada caso.

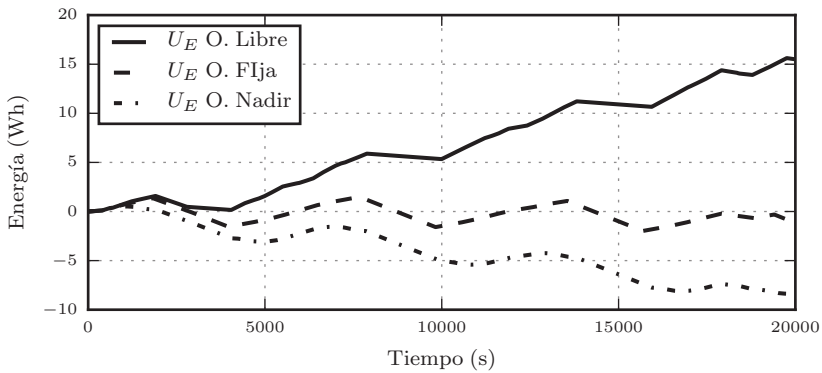


Figura 6.23. Relación de energía U_E en cada escenario de orientación.

Nuevamente se visualiza un comportamiento similar donde los primeros dos escenarios presentan un mejor comportamiento del flujo estando alrededor de 30 Wh al final la secuencia de operación, mientras que el restante se ubica por debajo de los 22 Wh. Ahora bien, la gráfica de la figura 6.23 muestra una evidencia diciente en la región crítica donde dos de los escenarios muestran un flujo negativo indicando una exigencia considerable de la corriente entregada por la batería descargándola a una alta tasa en función de su capacidad.

Finalmente, tomando la información brindada por las simulaciones anteriores, se llega al comportamiento del estado de carga de la batería que establece la tendencia de almacenamiento del dispositivo Li-Ion para la secuencia completa. Los mejores escenarios no deben permitir que el porcentaje de almacenamiento llegue a cero. El comportamiento del estado de carga *SOC* se observa en la figura 6.24.

En los tres escenarios existe la misma tendencia que indica una pérdida considerable del estado de carga cuando el satélite se encuentra operando en la etapa de *Boot*, instante en que todos los sub-sistemas se encuentran encendidos. Luego de superar los 5000 s (casi completando un periodo orbital), ya

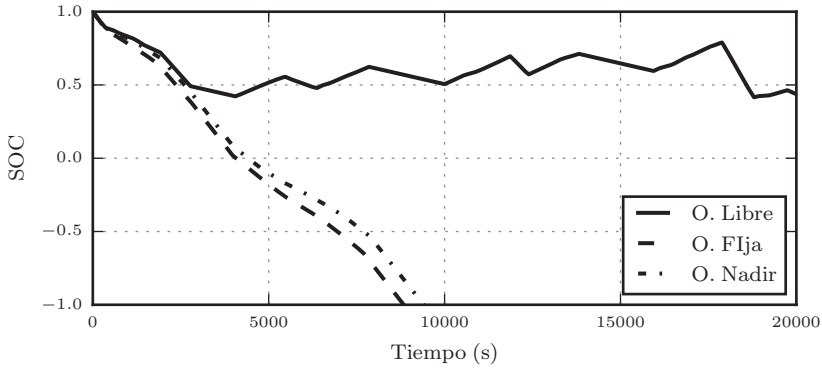


Figura 6.24. Comportamiento del estado de carga para cada escenario

el comportamiento de la batería es dependiente completamente de las secuencias principales del CubeSat que son la comunicación con la estación terrena, la toma de fotografías del *PayLoad* y el *standby*. Las diferentes fluctuaciones indican los cambios entre cada etapa y su paso por la región de eclipse. De forma más específica, es importante indicar el mejor comportamiento que presentaron la orientación libre y la orientación nadir que mostraron un estado de carga estable. En el primero, la energía se ubicó muy cerca del 50 % mientras que el segundo rodea el 25 %. La orientación fija corresponde al peor escenario para la batería ya que la tendencia es siempre a perder energía hasta alcanzar los 0 Wh. Bajo estas circunstancias, el sistema de energía no permite suplir las características de consumo del CubeSat.

6.7. Conclusiones

Al realizar la comparación de cada escenario, teniendo en cuenta la curva de potencia que describe el consumo de una misión CubeSat para una secuencia de operación, se demostró que el escenario de orientación libre junto a la orientación solar fija proveen la mayor cantidad de energía disponible por órbita respecto a la energía requerida para los demás sub-sistemas, logrando una cantidad aproximada de 8.3 Wh y 7.89 Wh por órbita respectivamente. El escenario nadir presentó una energía de 5.8 Wh debido a la transición entre una cara 3U hacia una cara 1U donde ocurre una caída de potencia de 7 W a 2 W, indicando una caída de la energía capturada, comportamiento que no ocurre en los primeros escenarios mencionados. Ahora bien, con respecto al comportamiento de la batería, las simulaciones demostraron que durante la etapa inicial de la secuencia de operación se produce una descarga rápida del dispositivo por el encendido de todos los sub-sistemas, lo cual se evidenció en la curva de energía sobre la sección denominada región crítica donde el consumo

de la batería es acelerado; a partir de allí se inician las operaciones normales de la misión con el uso del *Payload* y la comunicación con la estación terrena. Al concluir la secuencia de operación, se demostró que la mayor corriente suministrada para la batería evitando una considerable descarga fue lograda por la orientación libre al mantenerse alrededor del 50 % de capacidad de almacenamiento, debido a la no dependencia del sistema de orientación durante los periodos de *standby* del satélite, mientras que los dos escenarios que utilizaron sistema de orientación permanente descargaron la batería en su totalidad siendo completamente perjudicial para la misión; esto permite concluir que utilizando un escenario con radiación incidente sobre una mayor cantidad de caras de manera simultánea, junto a la no dependencia del sistema de orientación, se adquiere mayor corriente para su almacenamiento.

6.8. Resumen

En el presente capítulo, mostró un estudio del comportamiento de la energía para un satélite CubeSat en función de las características de la órbita, la geometría del cuerpo y la orientación respecto a la radiación solar incidente. Lo anterior aplicado a un sistema de energía modelado a partir celdas solares para aplicaciones espaciales y baterías Li-Ion. Las condiciones de simulación mencionadas permiten dividir la trayectoria en la región de radiación y en la región de eclipse con el fin de establecer los periodos de tiempo de energía disponible para las celdas solares o de mayor consumo y entrega de energía por parte de la batería. De igual forma, se presentaron las ecuaciones matemáticas que identifican la cantidad de potencia producida y su equivalente a energía disponible por órbita que incluye tanto a la radiación solar directa como a la radiación difusa de la Tierra. Finalmente, dentro del proceso de simulación, se realiza una evaluación del comportamiento del flujo de energía para una secuencia de operación teniendo en cuenta los consumos de cada sub-sistema aplicado para tres escenarios: orientación libre, orientación fija y orientación nadir. Al final del capítulo se realiza un análisis comparativo de la energía capturada por cada escenario y la energía resultante con respecto al consumo para así conocer aquel que mejor se aplica a las condiciones de simulación propuestas.

Bibliografía

- [1] Sidi, M., *Spacecraft Dynamics and Control A practical Engineering Approach*, 7th ed., Cambridge Aerospace Series, 2002
- [2] Fortescue, P., Stark, J. & Swinerd, G., *Space Mission Analysis and Design*, 7th ed., John Wiley & Sons, 1999

- [3] M. Sidi, "Teorías analíticas sobre el movimiento orbital de satélites artificiales", *Academia de Ciencias Exactas, Físicas, Químicas y Naturales de Zaragoza*, vol. 13, 2000
- [4] Dan Lazar, R., Bucelea, V., & et al, "Optimized Design of Power Supply for CubeSat at Aalborg University", *Institute of Energy Technology*, No. 2, pp. 1–147, 2001
- [5] Wertz, James R., *Spacecraft Attitude Determination and Control*, 1a ed., D. Reidel, 2005
- [6] Larson, W. & Wertz, J., *Spacecraft Systems Engineering*, 3rd ed., Kluwer Academic Publishers, 1999

Comparación de arquitecturas de sistemas de energía para CubeSats

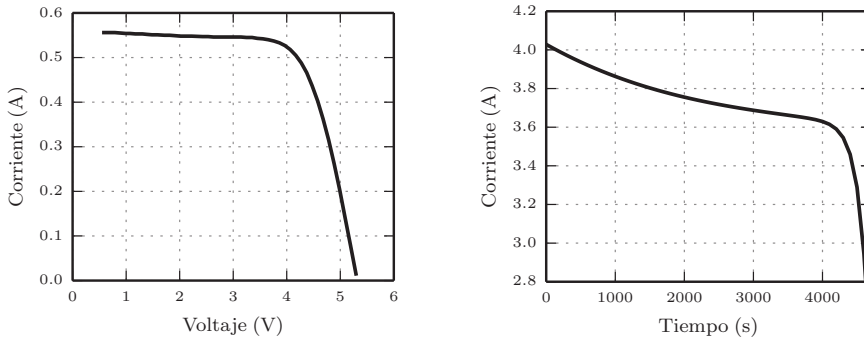
7.1. Introducción

Los sistemas de energía en satélites deben acondicionar la potencia de los paneles solares y de las baterías ya que ambos dispositivos presentan variación en su voltaje y la mayoría de las cargas exigen un voltaje constante. En el caso de los paneles solares, el voltaje varía desde 0 V (en corto circuito) hasta el voltaje máximo (en circuito abierto); por su parte, el voltaje de las baterías varía según el nivel de carga [1, 2]. En la figura 7.1 se visualiza el voltaje de una batería Litio-Ion a medida que se descarga y la curva corriente - voltaje de una celda solar de aplicación espacial.

Las funciones principales de acondicionamiento son: regulación, tanto del voltaje de los paneles solares como del voltaje de las baterías, y obtención de la potencia máxima de los paneles solares. Este acondicionamiento de potencia es realizado por circuitos electrónicos, los cuales actúan como interfaz entre los paneles solares y las baterías, para el caso de regulación de potencia, o entre las baterías y las cargas para el caso de regulación de voltaje [3, 4].

Las interfaces, implementadas por circuitos electrónicos, tienen como función principal acondicionar la potencia para que sea usada por los demás subsistemas del satélite; sin embargo, siempre existen pérdidas inherentes a su funcionamiento que afectan la cantidad de energía entregada a los sistemas que alimenta [5]. Para cuantificar el desempeño de las interfaces se usa la eficiencia; esta es definida como la razón entre la potencia de salida y la potencia de entrada.

Según la forma como se organizan estas interfaces, la arquitectura de los sistemas de potencia se conocen como DET (del inglés, *Direct Energy Transfer*)



(a) Curva característica de una celda solar (b) Curva de descarga de una batería

Figura 7.1. Variación de voltaje en celdas solares y baterías

o MPPT (del inglés, *Maximum Power Point Tracker*) [6, 7]. Estas arquitecturas son explicadas en la sección 7.2. Las dos arquitecturas han sido usadas en misiones CubeSats aproximadamente en la misma proporción; es decir, el 46 % han empleado DET y el restante 54 % han usado MPPT, conocido algunas veces como PPT, por las siglas en inglés de *Peak Power Tracker* [8]. La eficacia de los métodos MPPT han sido mostrada ampliamente en la literatura, y específicamente en pequeños satélites en trabajos como [9–11].

En este capítulo se evalúan las arquitecturas DET y MPPT en un CubeSat 3U con paneles solares fijos montados en las caras del nanosatélite. Esta evaluación cuantifica la potencia que es obtenida por la arquitectura DET (Sección 7.3) y por la arquitectura MPPT (Sección 7.4). En ambos casos se compara con la potencia que idealmente podrían proveer los paneles solares, de manera que se evalúe el desempeño. Además, se consideran las pérdidas propias de los circuitos usados como interfaces, de manera que se determina cuál es la potencia que finalmente es entregada a las cargas luego de ser acondicionada y así, determinar el sistema más eficiente.

7.2. Arquitectura de los sistemas de potencia

7.2.1. Transferencia directa de energía (DET)

En sistemas DET, no hay regulador entre las celdas y las baterías; por el contrario, se conecta un regulador en paralelo, el cual es usado para disipar el exceso de energía en caso de ser necesario. Adicionalmente, se usa un diodo como interfaz con el propósito de prevenir que la celda solar se comporte como carga de la batería, mediante el bloqueo de la corriente. Esta configuración es mostrada en la figura 7.2.

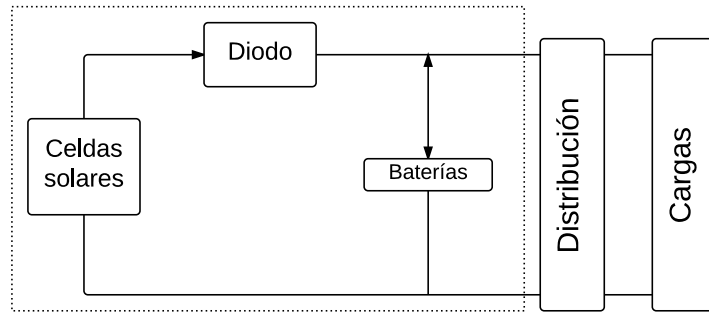


Figura 7.2. Diagrama de bloques de un sistema de energía con arquitectura DET

Para el estudio de la potencia entregada por el sistema DET no se considera el regulador paralelo; este último solo actúa cuando se requiere disipar el exceso de energía para no sobrecargar las baterías. Por lo tanto, las celdas solares quedan conectadas en serie con el diodo de protección y la batería; de esta manera, el voltaje de operación de las celdas solares está determinado por el voltaje de la batería más el voltaje del diodo.

Las celdas solares tienen un voltaje en el cual entregan la máxima potencia. Como lo deseable es que las celdas solares provean la máxima potencia, se debe procurar que el voltaje de operación, dado por el voltaje de la batería y el voltaje del diodo, esté cercano al voltaje de máxima potencia. Este voltaje es alrededor de 2.37 V para el caso de celdas de tipo aeroespacial [12]. Debido a que en una cara de un CubeSat 3U es posible ubicar seis celdas solares, el voltaje de máxima potencia estaría alrededor de los 14 V. Así, tres baterías Litio-Ion, cuyo voltaje nominal es 3.7 V, tendrían un voltaje entre 9 V y 12.6 V, que sumado con el voltaje del diodo produciría un voltaje cercano al punto de máxima potencia de la celda.

7.2.2. Seguimiento del punto de máxima potencia

En una arquitectura con seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) se usa un convertidor de corriente continua como interfaz (figura 7.3). Este convertidor tiene como función acoplar la carga a las celdas solares; es decir, variar su resistencia de entrada hasta tener la resistencia que produce la operación del panel en su punto de máxima potencia [13].

En la estimación de la potencia entregada por un sistema con MPPT en un CubeSat 3U, se considera que las seis celdas solares que pueden ser ubicadas sobre la cara del CubeSat se encuentran conectadas en serie. Al igual que en el caso DET, el voltaje de operación de las celdas en máxima potencia estaría alrededor de 14 V. Cuando se considera un voltaje de operación determinado por una batería (3.7 V) o un voltaje de operación de dos baterías (7.4 V),

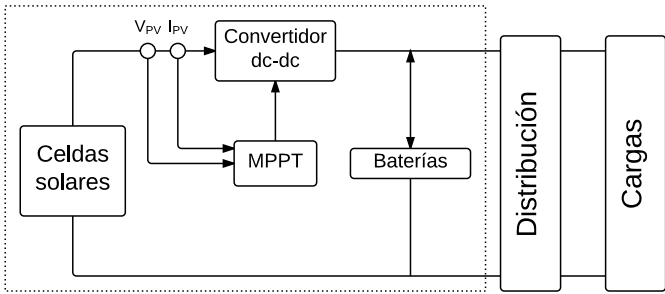


Figura 7.3. Diagrama de bloques de un sistema de energía con arquitectura MPPT

el convertidor usado como interfaz debe ser de tipo reductor (conocido como *buck*), ya que el voltaje de salida es siempre menor al de entrada; esto es, el voltaje de las baterías es siempre menor al voltaje de las celdas solares.

7.3. Evaluación de la arquitectura DET

Esta sección muestra el desempeño de la arquitectura DET, evaluándola frente a la potencia máxima que podrían entregar las celdas solares. En este caso se considera un arreglo de seis celdas solares de AzurSpace [12] conectadas a través de un diodo a un arreglo compuesto de tres baterías conectadas en serie. Así, el voltaje nominal del arreglo es de 11.1 V, que sumado con el voltaje de caída en el diodo (0.4 V), produciría en el panel un voltaje de operación de 11.5 V. Este voltaje es relativamente cercano al voltaje de máxima potencia del arreglo de celdas solares, el cual es 11.85 V.

La figura 7.4 muestra la potencia obtenida por la arquitectura DET (línea discontinua) frente a lo que podría entregar los paneles (línea continua). Como se espera, la potencia realmente extraída de los paneles es menor que la potencia máxima que podría ser entregada; esto debido a que el voltaje de operación en esta configuración no es exactamente igual al voltaje óptimo y por lo tanto las celdas solares suministran una potencia menor a la potencia máxima que podrían entregar.

La arquitectura DET no logra extraer la potencia máxima de las celdas; además, esta arquitectura presenta pérdidas en el diodo de protección. Estas pérdidas, conocidas como pérdidas de conducción, están dadas por la potencia disipada en dicho diodo y son calculadas por el producto de la corriente de las celdas solares y el voltaje de caída en directo. Así mismo, se calculó la eficiencia como la razón entre la potencia extraída de las celdas sobre la potencia máxima ideal que podría ser entregada. Esta eficiencia es mostrada en la figura 7.5.

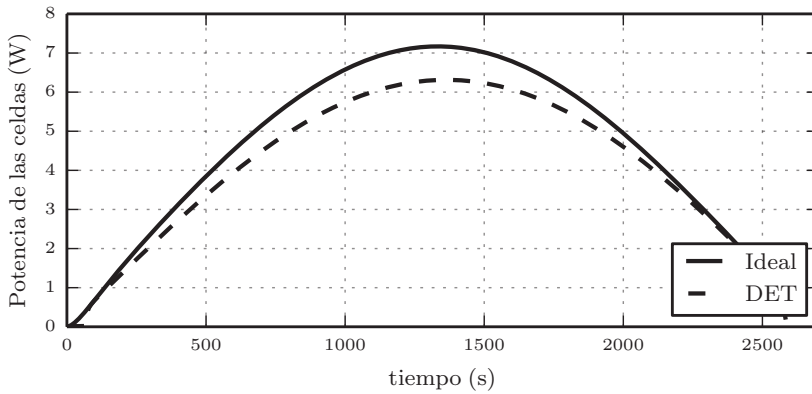


Figura 7.4. Potencia suministrada por las celdas solares en DET y potencia máxima ideal

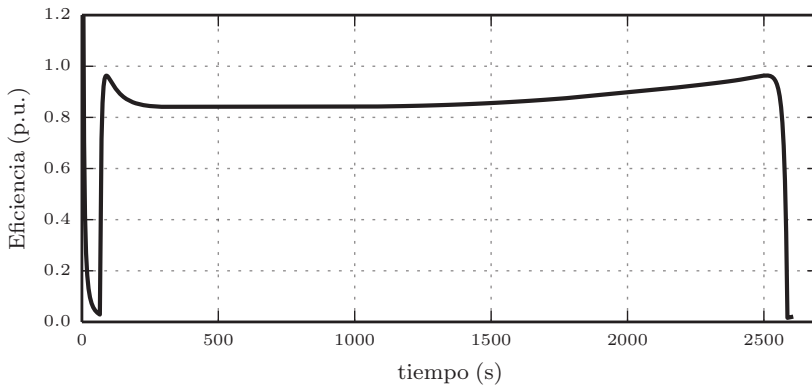


Figura 7.5. Eficiencia de la arquitectura DET sobre una etapa de iluminación de la órbita

7.4. Evaluación de la arquitectura MPPT

Esta sección muestra la potencia entregada por las celdas solares cuando la arquitectura MPPT es usada; de esta manera se evalúa el desempeño de esta técnica, lo cual se realiza en dos casos: el primero, cuando se opera con un voltaje dado por una batería (3.7 V nominal); el segundo, cuando se opera con el voltaje de dos baterías conectadas en serie (7.4 V nominal). En el primer caso puede usarse más de una batería conectadas en paralelo para mantener el voltaje. En el segundo caso, el mínimo número de baterías es dos y se podrían conectar más pares de baterías para aumentar la capacidad de manera que se mantenga el voltaje de 7.4 V.

7.4.1. Potencia entregada por MPPT con un voltaje de bus de 3.7 V

Al operar con un voltaje de 3.7 V, solo una batería es usada en la salida del convertidor; sin embargo, si es necesario adicionar baterías para aumentar la capacidad, estas deberán ser conectadas en paralelo. Para evaluar la arquitectura MPPT se simuló este sistema sobre la etapa de iluminación del periodo orbital. De esta manera se estima la potencia entregada por las celdas solares y la potencia máxima ideal para evaluar su efectividad, lo cual se muestra en la figura 7.6.

Debido a la efectividad del MPPT, con resultados similares para diferentes técnicas [11], solo puede verse una curva de potencia; es decir, la potencia extraída de las celdas es aproximadamente igual a la potencia máxima posible.

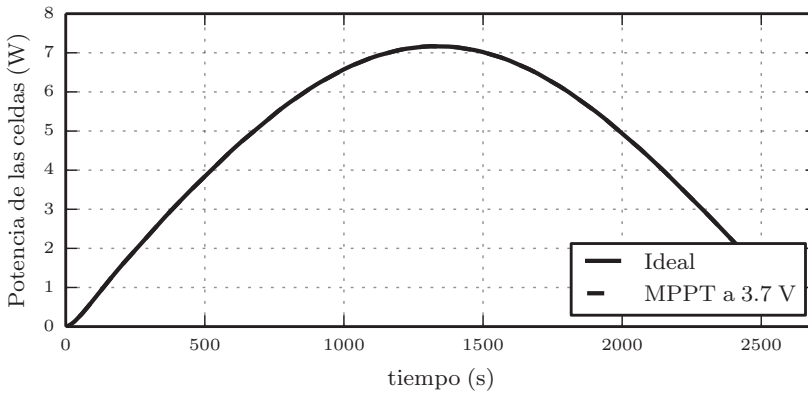


Figura 7.6. Potencia suministrada por las celdas solares con MPPT y potencia máxima ideal

A pesar de la alta eficiencia de la arquitectura MPPT, logrando extraer la máxima potencia de las celdas solares, toda esa potencia no es realmente usada en la carga y en la batería. Las pérdidas inherentes a los convertidores producen disipación de energía, reduciendo la potencia realmente entregada [14, 15]. En la figura 7.7 se puede ver la eficiencia del convertidor durante el mismo tiempo de simulación.

7.4.2. Potencia entregada por MPPT con un voltaje de bus de 7.4 V

En el caso de dos baterías conectadas a la salida del convertidor, el voltaje de operación es de 7.4 V. Al igual que el caso de 3.7 V, la arquitectura MPPT presenta una alta efectividad, mostrando que esta última no varía por el voltaje

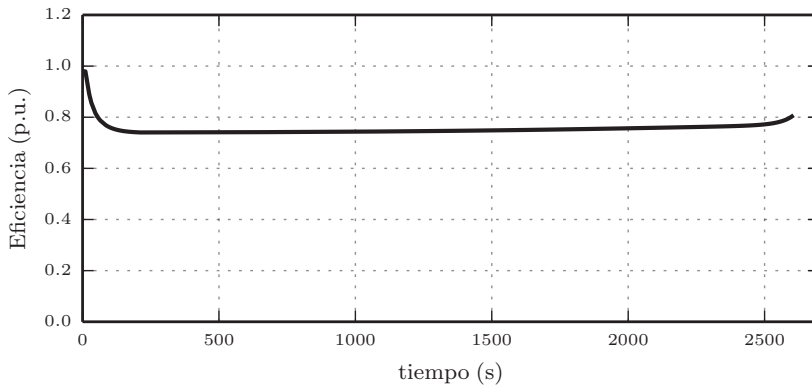


Figura 7.7. Eficiencia del convertidor de potencia en MPPT operando a 3.7 V durante la etapa de iluminación

de operación. La potencia del MPPT frente a la potencia ideal es mostrada en la figura 7.8.

Con respecto a la eficiencia, esta presenta una notable diferencia con el caso de operación de 3.7 V. En la figura 7.9 se muestra la variación de la eficiencia del convertidor durante la etapa de la iluminación del periodo orbital. La eficiencia está por encima del 80 %, siendo mayor que en la operación con 3.7 V.

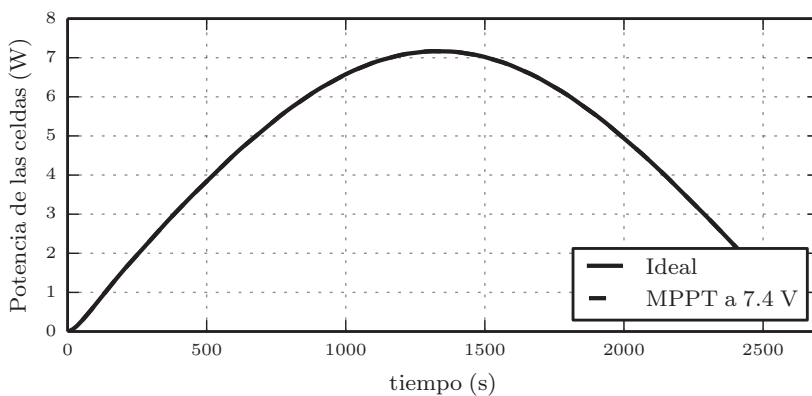


Figura 7.8. Potencia suministrada por las celdas solares en MPPT y potencia máxima ideal con un voltaje de 7.4 V

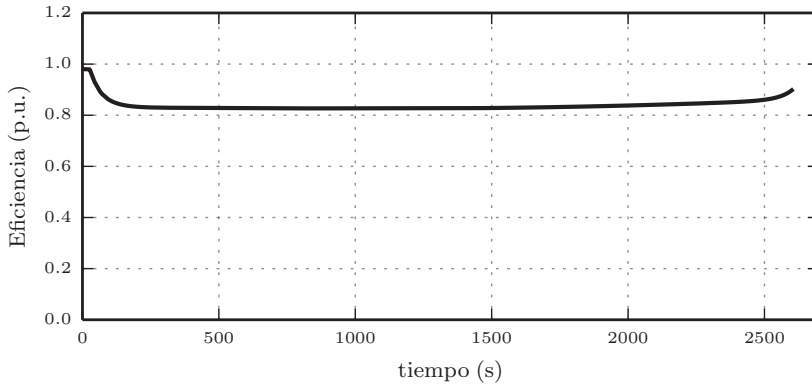


Figura 7.9. Eficiencia del convertidor de potencia en MPPT operando a 7.4 V durante la etapa de iluminación

7.5. Comparación de la potencia entregada

Una vez evaluadas las arquitecturas DET y MPPT en cuanto a la potencia disponible por las celdas, se compara el desempeño considerando la potencia que es finalmente entregada a la carga. En este caso se comparan las arquitecturas según las diferentes configuraciones evaluadas anteriormente.

En la figura 7.10 se muestra la potencia que es entregada a la carga y a la batería; es decir, no se visualiza la potencia entregada por las celdas, sino la que realmente se entrega luego de las pérdidas en las diferentes interfaces. La figura muestra la potencia entregada por la arquitectura DET, la arquitectura MPPT operando a 3.7 V y operando a 7.4V V.

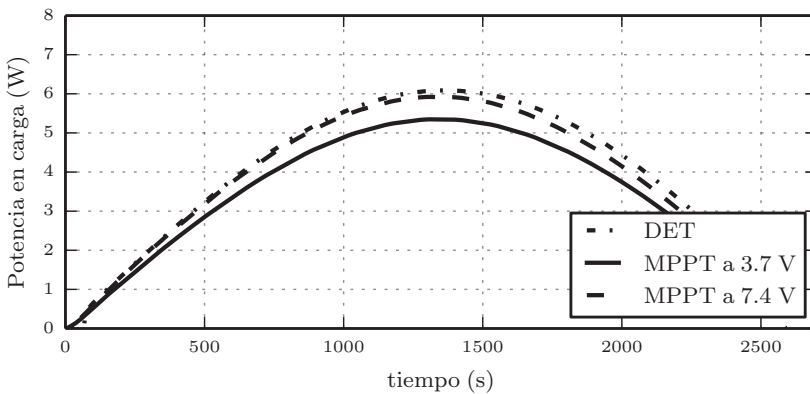


Figura 7.10. Potencia finalmente entregada por el sistema de energía en los tres casos evaluados: DET, MPPT a 3.7 V y MPPT a 7.4 V

7.6. Conclusiones

A pesar de que la arquitectura MPPT extrae la máxima potencia de las celdas solares, la potencia finalmente entregada a las cargas es menor que la suministrada por las celdas solares debido a las pérdidas del convertidor. En las dos configuraciones de la arquitectura MPPT, la potencia entregada a las cargas es similar; sin embargo, es mayor en el caso de 7.4 V. En este caso el voltaje es más cercano al voltaje de entrada.

Al comparar la potencia entregada a la carga entre el mejor caso MPPT y la arquitectura DET, se observa que la potencia es muy cercana; es decir, no es muy significativo el incremento en la energía entregada. Por lo tanto, se recomienda evaluar la complejidad y confiabilidad de cada una de las técnicas como criterio de selección sobre cual arquitectura implementar.

7.7. Resumen

En este capítulo se evaluaron dos arquitecturas para los sistemas de energía en satélites pequeños, específicamente en un CubeSat 3U. Las arquitecturas comparadas fueron DET y MPPT, esta última para dos arreglos de voltaje (3.7 V y 7.4 V). Se comparó la potencia que suministran las celdas solares y la potencia finalmente entregada a las cargas luego de considerar las pérdidas. De los resultados se pudo verificar que la diferencia en la entrega de potencia no es significativa; por tanto para la selección de la arquitectura se debe considerar la complejidad de la implementación y la confiabilidad del sistema.

Bibliografía

- [1] M. Chen y G. A. Rincon-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, No. 2, pp. 504–511, 2006
- [2] M. Villalva, J. Gazoli, y E. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, No. 5, pp. 1198–1208, May 2009
- [3] M. Patel, *Spacecraft Power System*, 1a ed., Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2005
- [4] O. Mourra, A. Fernandez, y F. Tonicello, "Buck Boost Regulator (B2R) for spacecraft Solar Array Power conversion", En *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 1313 – 1319

- [5] M. Rodríguez, A. Rodríguez, P. F. Miaja, D. G. Lamar, y J. S. Zuñiga, "An Insight into the Switching Process of Power MOSFETs: An Improved Analytical Losses Model", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, No. 6, pp. 1626–1640, 2010
- [6] J. R. Wertz, J. J. Puschell, y D. F. Everett, *Space Mission Engineering The New SMAD (SME-SMAD)*, 1a ed., Microcosm Press, 2011
- [7] P. Fortescue, J. Stark, y G. Swinerd, Eds., *Spacecraft Systems Engineering*, 4th ed., John Wiley & Sons, 2011
- [8] J. Bouwmeester y J. Guo, "Survey of worldwide pico- and nanosatellite missions, distributions and subsystem technology", *Acta Astronautica*, vol. 67, No. 7-8, pp. 854–862, Oct. 2010
- [9] N. El-Gohary, M. El-Koosy, T. El-Shater, y A. El-Koshairy, "Small satellites power supply subsystem control", En *European Space Agency, (Special Publication) ESA SP*, No. 661 SP, 2008
- [10] H. Malek, Y. Chen, R. Burt, y J. Cook, "Maximum Power Point Tracking Techniques for Efficient Photovoltaic Microsatellite Power Supply System", En *Proceedings of the AIAA/USU Conference on Small Satellites*, 2012
- [11] J. Gonzalez-Llorente y E. Ortiz-Rivera, "Comparison of Maximum Power Point Techniques in Electrical Power Systems of CubeSats", En *2013 Small Satellite Conference: Strength in Numbers*, 2013
- [12] Azur Space, "30 % Triple Junction GaAs Solar Cell", 2012, [Online]. Disponible en: <http://azurspace.de/index.php?mm=162>
- [13] J. Gonzalez-Llorente, E. I. Ortiz-Rivera, A. Salazar-Llinas, y E. Jimenez-Brea, "Analyzing the optimal matching of dc motors to photovoltaic modules via dc-dc converters", En *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 1062 – 1068
- [14] M. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters*, 1a ed., John Wiley & Sons, 2008
- [15] J. Gonzalez-Llorente, D. Rodriguez-Duarte, S. Sanchez-Sanjuan, y A. Rambal-Vecino, "Improving the efficiency of 3U CubeSat EPS by selecting operating conditions for power converters", En *Aerospace Conference, 2015 IEEE*, 2015, pp. 1–7

Evaluación del consumo de energía en orientación

8.1. Introducción

Las fuentes de energía son limitadas para un satélite o cualquier tipo de nave espacial. La más usada es la energía fotovoltaica, aprovechando la radiación solar; sin embargo, es aún limitada por la cantidad de paneles, el ángulo de incidencia de la radiación y el sistema de almacenamiento e.g. baterías.

Es por eso que es muy importante evaluar técnicas o métodos que procuren al ahorro de energía. Presentamos los resultados de consumo de energía para los actuadores presentados en este libro; las ruedas de reacción en dos configuraciones y los magnetotorqueadores usados para reducir la energía cinética luego de la liberación en órbita (*detumble*) y orientación.

Las ruedas de reacción son ampliamente usadas en satélites para lograr orientación. Se usan desde una única rueda de reacción para control en un solo eje, tres ruedas de reacción alineadas con los ejes principales del satélite para control triaxial, hasta cuatro ruedas de reacción para tener redundancia en el sistema. En [1] se evalúan los consumos de energía para una configuración de cuatro ruedas de reacción.

Las ruedas de reacción se han modelado como motores dc y se incluyeron en el modelo general del sistema. Teniendo en cuenta que las referencias consultadas para el análisis de consumo de energía, no incluyen el modelo de ruedas de reacción como un motor dc, el análisis de consumo de energía no es hecho en términos del voltaje y la corriente en los motores. Por lo general, la ley de control tiene unidades de torque y se aplica al modelo de satélite directamente [2]. En este trabajo, la ley de control se aplica desde el controlador al modelo de rueda de reacción. El voltaje es continuo y no una señal pulsada.

Los resultados de simulación muestran cómo el consumo de energía para este tipo de configuración de ruedas de reacción se ve afectado por el ángulo de la pirámide. Para varios ángulos de la pirámide el consumo de energía se evaluó mientras se llevaba a cabo el proceso de orientación. Esta vez la potencia es función de la tensión y la corriente en cada rueda y el clúster. La simulación fue hecha para una orientación particular deseada, es decir, un ángulo en cada eje (Roll, Pitch y Yaw)

8.2. Consumo de potencia usando ruedas de reacción

La matriz de orientación \mathbf{L} , presentada en la ecuación (5.30), describe cómo las ruedas se encuentran orientadas en relación al cuerpo. Mientras el número de columnas depende del número de ruedas, el número de filas corresponde al número de ejes de rotación del cuerpo. Evaluaremos el consumo de energía para dos casos considerando el número de ruedas.

En el primer caso se tendrán tres ruedas, $\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, el cual será llamada configuración ortogonal, mientras en el segundo serán cuatro ruedas de reacción, $\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{3 \times 4}$, que será llamada configuración piramidal.

Los parámetros usados para las simulaciones son los siguientes: para el cuerpo se tienen los parámetros de la tabla 8.1; la tabla 8.2 tiene los parámetros de las ruedas.

Parámetro	Valor	Unidades
Dimensiones	$0.10 \times 0.10 \times 0.30$	$m \times m \times m$
Masa	4	kg
Momentos de inercia	[0.0333, 0.0333, 0.0067]	kgm^2

Tabla 8.1. Parámetros del satélite usados en la simulación

Parámetro	Valor	Unidades
Torque máximo	$\pm 0.635 \times 10^{-3}$	Nm
Momento de inercia	1.04×10^{-5}	kgm^2
Momento angular	1.08×10^{-3}	Nms
Máxima velocidad	± 1000	rpm
Máximo voltaje	± 12	V

Tabla 8.2. Parámetros por cada rueda de reacción usada en la simulación

Los ángulos deseados (Set-Point) para Roll, Pitch y Yaw, evaluados tanto para la configuración ortogonal como piramidal son respectivamente: $\theta = 45^\circ$, $\phi = -15^\circ$ y $\psi = 60^\circ$.

8.2.1. Configuración ortogonal

En la configuración ortogonal las tres ruedas están alineadas con los ejes principales del satélite como se muestra en la figura 8.1. En esta configuración la matriz de orientación \mathbf{L} se escribe como:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.1)$$

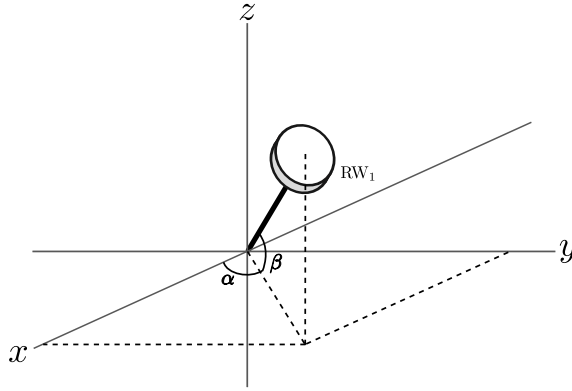


Figura 8.1. Conjunto de tres ruedas de reacción alineadas con los eje principales del satélite

Con esta forma de \mathbf{L} , la ecuación 5.30 en forma matricial se escribe como:

$$\begin{bmatrix} I_x \dot{\omega}_x \\ I_y \dot{\omega}_y \\ I_z \dot{\omega}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_z & -\omega_y \\ -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_y & -\omega_x & 0 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} I_x \omega_x \\ I_y \omega_y \\ I_z \omega_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{wx} \\ h_{wy} \\ h_{wz} \end{bmatrix} \right) - \begin{bmatrix} \tau_{wx} \\ \tau_{wy} \\ \tau_{wz} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tau_{extx} \\ \tau_{exty} \\ \tau_{extz} \end{bmatrix} \quad (8.2)$$

Las ecuaciones para cada eje de rotación se escriben de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} I_x \dot{\omega}_x &= (I_y - I_z) \omega_y \omega_z + (h_{wy} \omega_z - h_{wz} \omega_y) - \tau_{wx} + \tau_{extx} \\ I_y \dot{\omega}_y &= (I_z - I_x) \omega_z \omega_x + (h_{wz} \omega_x - h_{wx} \omega_z) - \tau_{wy} + \tau_{exty} \\ I_z \dot{\omega}_z &= (I_x - I_y) \omega_x \omega_y + (h_{wx} \omega_y - h_{wy} \omega_x) - \tau_{wz} + \tau_{extz} \end{aligned} \quad (8.3)$$

El segundo y tercer término del lado derecho de la ecuación (8.3) muestran la dependencia de la velocidad angular de uno de los ejes con la de los demás ejes del cuerpo.

Antes de presentar cómo con las ruedas de reacción en esta configuración se puede tener control triaxial para orientar el satélite hacia donde se desee,

veamos el efecto que una sola rueda hace sobre el cuerpo. Para este ejemplo se utiliza la rueda que está alineada con el eje z del cuerpo. La rueda solo se encenderá a su máximo voltaje (12 V) luego de 5 segundos de iniciada la simulación y permanecerá en ese valor por el resto del experimento. La figura 8.2 muestra el ángulo de rotación del cuerpo al rededor de z y la velocidad angular que alcanza la rueda.

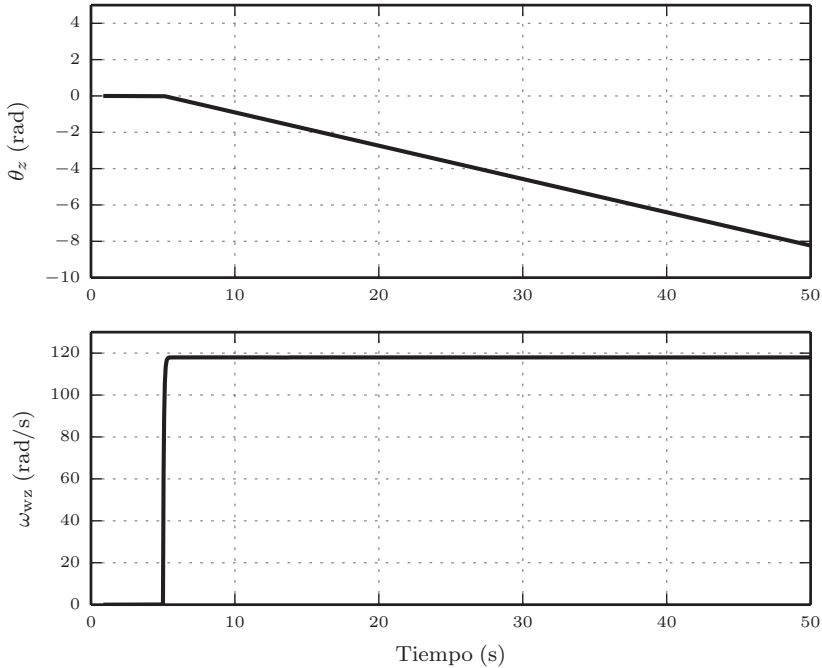


Figura 8.2. Respuesta del sistema cuando una rueda que esta alineada con el eje z se enciende a su máximo voltaje

Como se espera que ocurra, el sentido de giro de la rueda hace que el ángulo de giro del cuerpo se incremente continuamente de manera negativa, mientras que la velocidad de la rueda aumenta hasta un valor máximo el cual es función del voltaje de entrada.

Volviendo al control de orientación con las ruedas en la configuración ortogonal, la figura 8.3 muestra como el cuerpo logra la orientación deseada usando las tres ruedas de reacción.

La forma como el cuerpo llega a su estado final y el tiempo que le toma, depende de las condiciones iniciales (velocidades angulares y cuaterniones iniciales) y de las constantes del controlador. La forma del cuerpo hace que la orientación en el eje z se logre en menor tiempo que para los otros dos ejes.

El error en los cuaterniones se presenta en la figura 8.4.

Los cuaterniones q_1 , q_2 y q_3 se aproximan a cero, lo que indica que el controlador ha logrado llevar el cuerpo a la orientación deseada. El cuaternion

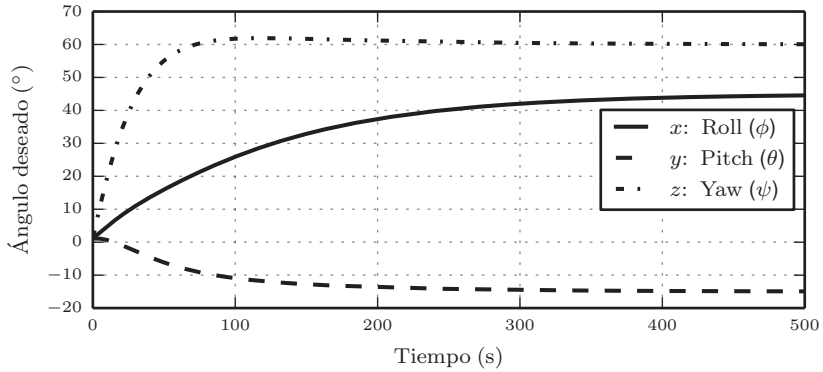


Figura 8.3. Comportamiento del cuerpo usando tres ruedas de reacción para control de orientación

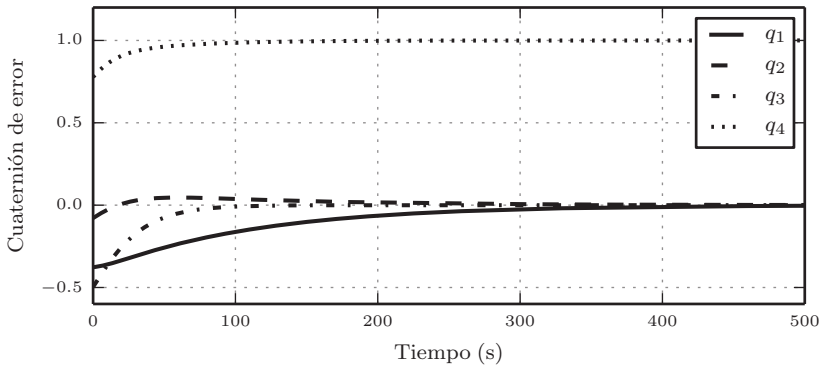


Figura 8.4. Error en el cuaternion para la orientación deseada usando tres ruedas de reacción

$q_4 \rightarrow 1$; con esto se mantiene la condición que la suma de los cuaterniones es la unidad.

Las velocidades angulares del cuerpo se presentan en la figura 8.5. En cada uno de los ejes se obtiene un pico de velocidad en el inicio de la simulación para luego disminuir hasta cero; una vez se logra la orientación deseada, el cuerpo está quieto.

La figura 8.6 muestra el voltaje en cada rueda; este voltaje es la ley de control, la cual afecta o modifica el actuador.

La velocidad de las ruedas de reacción, presentadas en la figura 8.7, tiende a cero cuando el cuerpo se aproxima a el valor deseado.

Comparando las curvas de velocidad se puede apreciar una relación de proporcionalidad con las curvas de voltaje presentadas en la figura 8.6.

Con los resultados presentados hasta ahora podemos determinar la potencia generada por cada rueda y el conjunto de ruedas en la orientación, como se muestra en la figura 8.8.

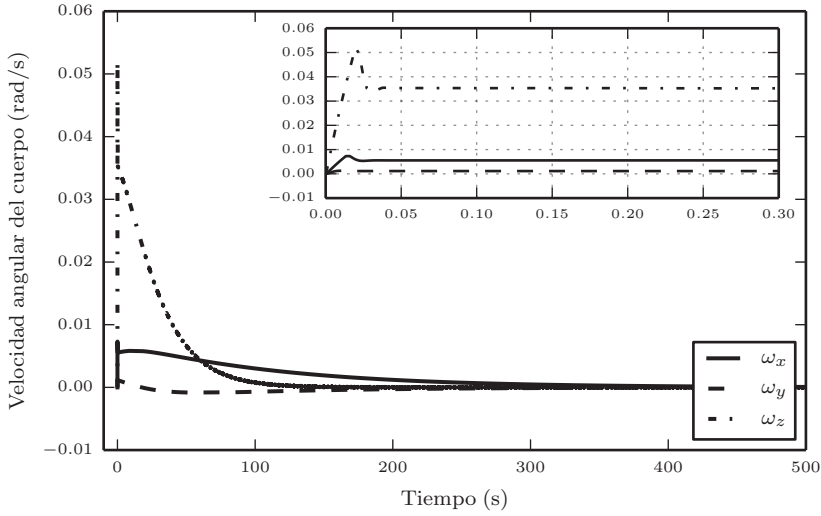


Figura 8.5. Velocidades angulares del cuerpo

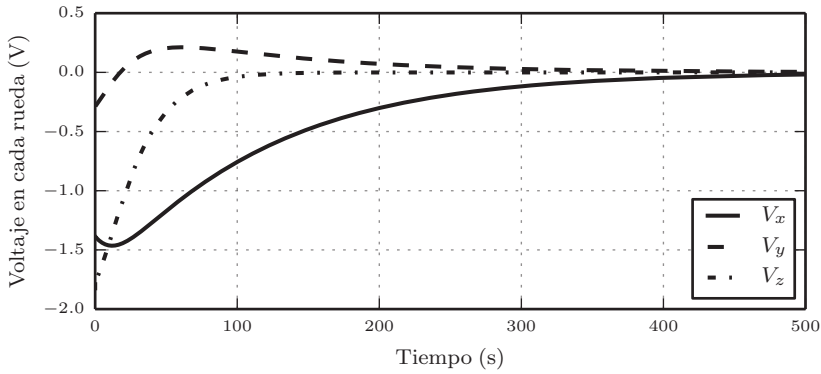


Figura 8.6. Voltaje en cada rueda de reacción

De igual manera que para la potencia, la figura 8.9 muestra la energía consumida tanto por cada rueda como por el conjunto de ruedas.

8.2.2. Configuración piramidal

En el segundo caso, las cuatro ruedas se pondrán en configuración piramidal como muestra la figura 8.10. Ahora, la matriz de orientación \mathbf{L} se escribe como:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \cos \alpha \sin \beta & -\sin \alpha \sin \beta & -\cos \alpha \sin \beta & \sin \alpha \sin \beta \\ \sin \alpha \sin \beta & \cos \alpha \sin \beta & -\sin \alpha \sin \beta & -\cos \alpha \sin \beta \\ \cos \beta & \cos \beta & \cos \beta & \cos \beta \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

Para simplificar los cálculos se ha tomado el valor de $\alpha = 0$, mientras el valor de β se variará de la siguiente manera: $\beta = [10^\circ, 25^\circ, 45^\circ, 65^\circ, 80^\circ]$. Para

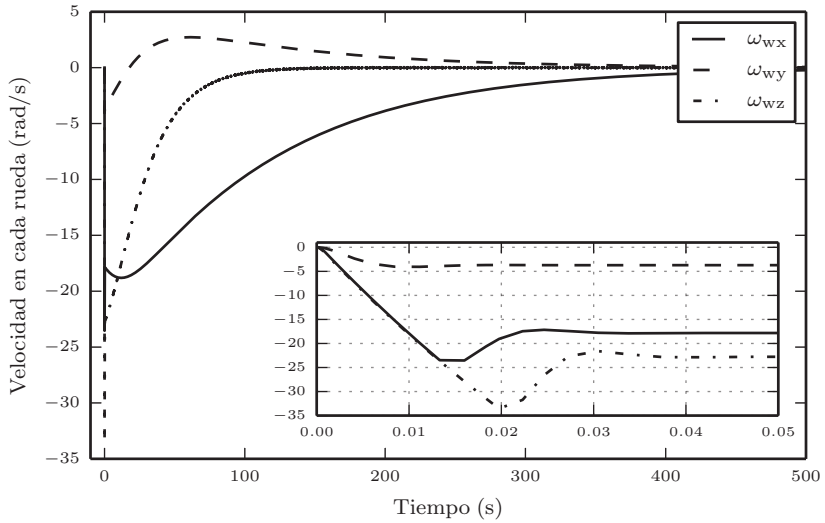


Figura 8.7. Velocidad angular en cada rueda de reacción

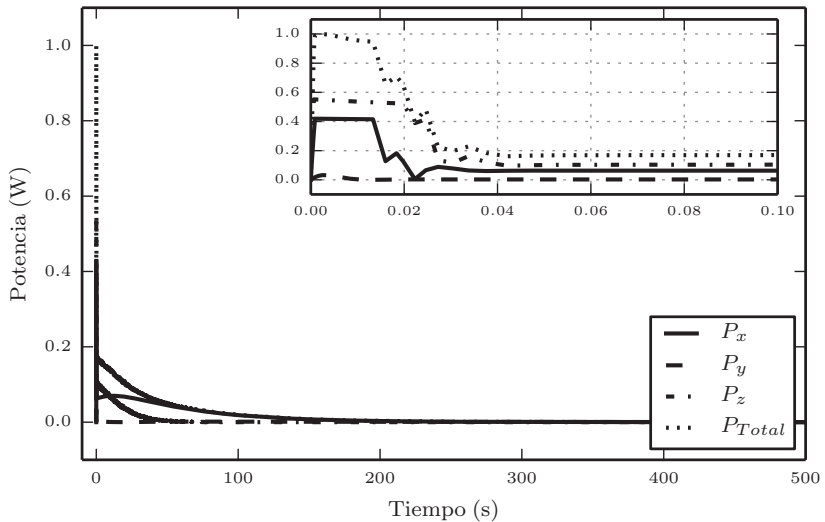


Figura 8.8. Potencia generada por cada rueda y el conjunto de ruedas durante la orientación del cuerpo

cada uno de ellos se evaluó la orientación y el consumo de energía como en el caso de la configuración ortogonal.

En primer lugar presentamos la orientación lograda usando esta configuración de las ruedas. Las figuras 8.11, 8.12 y 8.13 muestran la orientación para *Roll*, *Pitch* y *Yaw* para los cinco valores escogidos de β . No se aprecia diferencia para un valor de β en particular y si se compara con la orientación lograda para las tres ruedas de reacción tampoco se nota alguna diferencia.

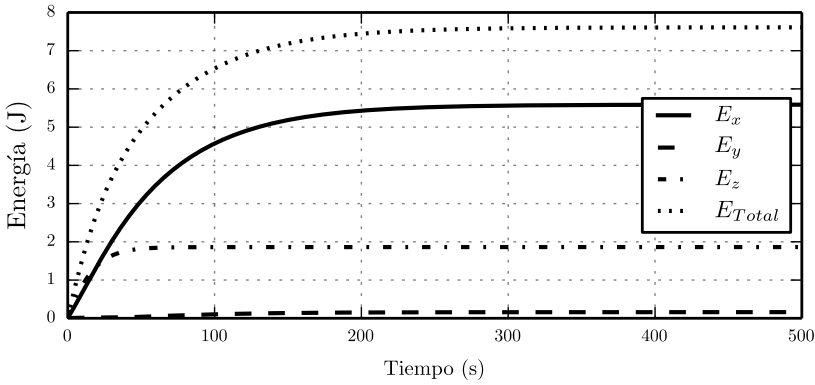


Figura 8.9. Energía consumida durante el proceso de orientación por el conjunto de las tres ruedas de reacción en la configuración ortogonal.

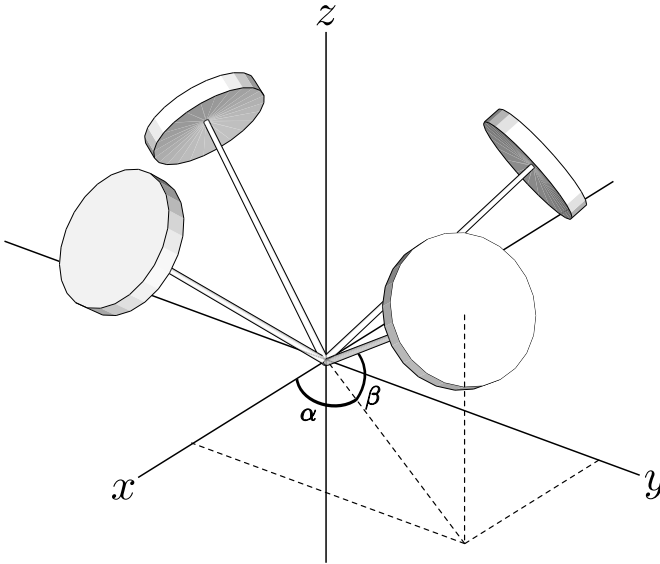


Figura 8.10. Arreglo de cuatro ruedas de reacción en configuración piramidal

Las diferencia se nota inspeccionado muy de cerca, por ejemplo en el inicio de la orientación. La figura 8.14 muestra esto para los tres ejes de rotación. Sin embargo, no resulta relevante para lograr la orientación deseada.

La figura 8.15 presenta la potencia generada por el conjunto de las cuatro ruedas de reacción para cada uno de los valores de β .

Comparando el resultado de la potencia generada por las ruedas en configuración ortogonal (figura 8.8) es claro cómo con la configuración piramidal se obtiene una mayor generación de potencia.

El aspecto interesante es ahora ver para cuál de ellos se consume más energía. La figura 8.16 muestra el consumo de energía durante el proceso de

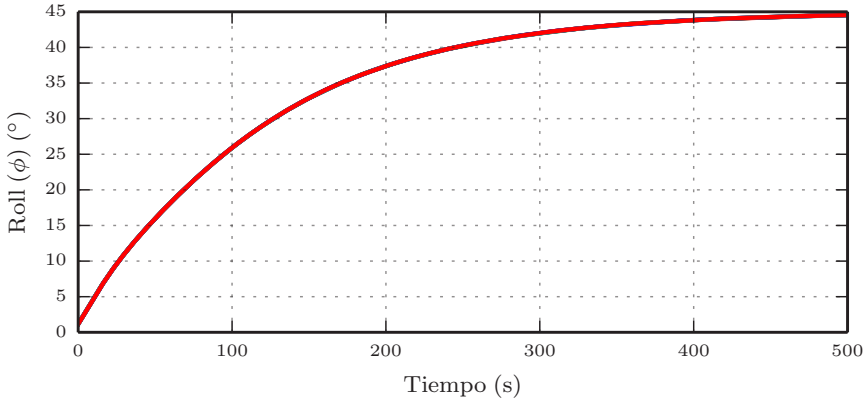


Figura 8.11. Orientación lograda en Roll para la configuración piramidal con cada uno de los valores de β

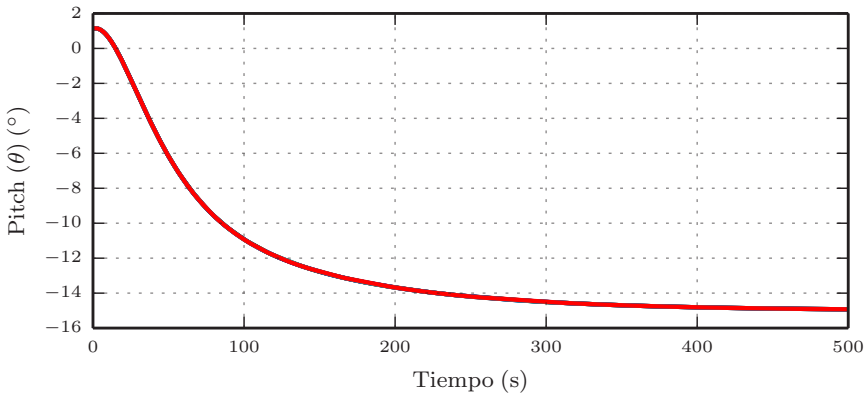


Figura 8.12. Orientación lograda en Pitch para la configuración piramidal con cada uno de los valores de β

orientación para la configuración piramidal variando el valor del ángulo β . La línea punteada muestra la energía consumida para la configuración ortogonal.

El mayor consumo de energía se dio para $\beta = 10^\circ$, mientras que para $\beta = 65^\circ$ se presenta menor consumo.

8.3. Conclusiones

El consumo de potencia para un conjunto de ruedas de reacción, tanto en configuración ortogonal como piramidal, fue evaluado. Las curvas de consumo de energía son función del voltaje y la corriente en los motores. Para todos los casos evaluados se logró la orientación deseada. En todos los casos se usó un controlador PD.

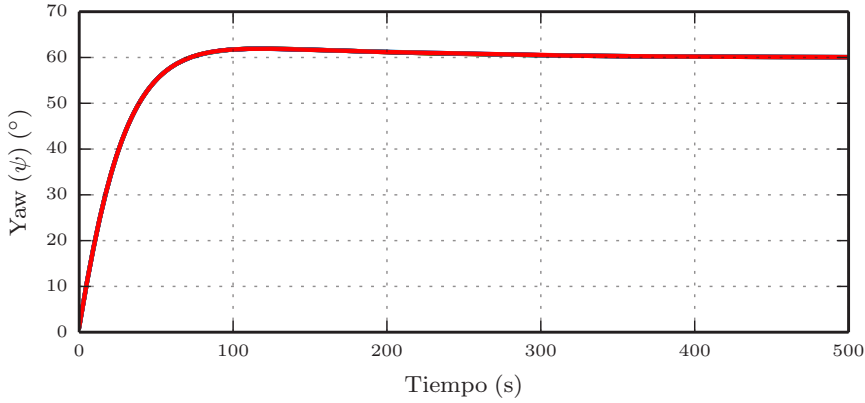


Figura 8.13. Orientación lograda en yaw para la configuración piramidal con cada uno de los valores de β

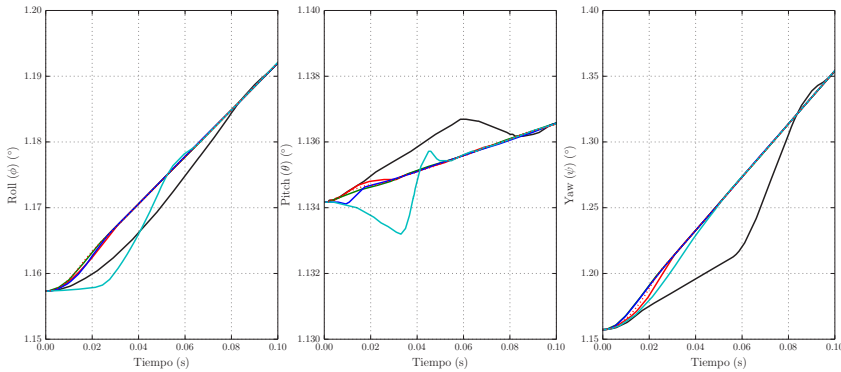


Figura 8.14. Inicio del proceso de orientación en los tres ejes para la configuración piramidal con cada uno de los valores de β

8.4. Resumen

Para evaluar el consumo de potencia de actuadores en pequeños satélites se eligieron ruedas de reacción en dos configuraciones. La primera de ellas es la ortogonal, donde cada rueda está alineada con los ejes de rotación del satélite; la segunda usa cuatro ruedas en configuración piramidal. Para esta se varió el ángulo de la pirámide, lo que afecta el consumo de potencia. Todas las simulaciones fueron hechas para una orientación en particular. Los resultados muestran el consumo considerando el voltaje y la corriente por cada rueda y el conjunto de ellas.

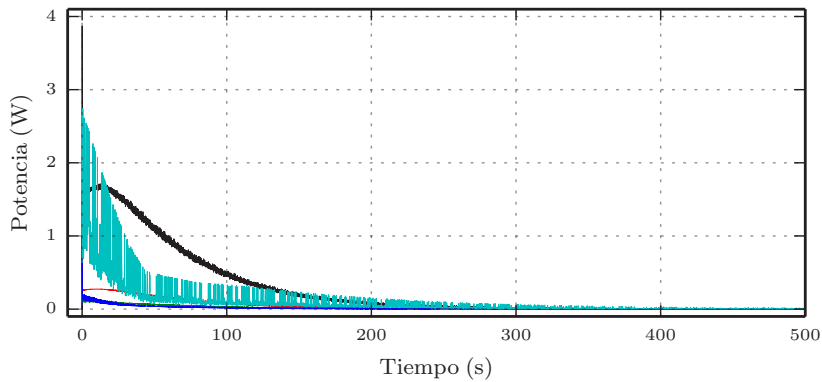


Figura 8.15. Potencia generada durante el proceso de orientación por el conjunto de las cuatro ruedas de reacción en la configuración piramidal con cada uno de los valores de β .

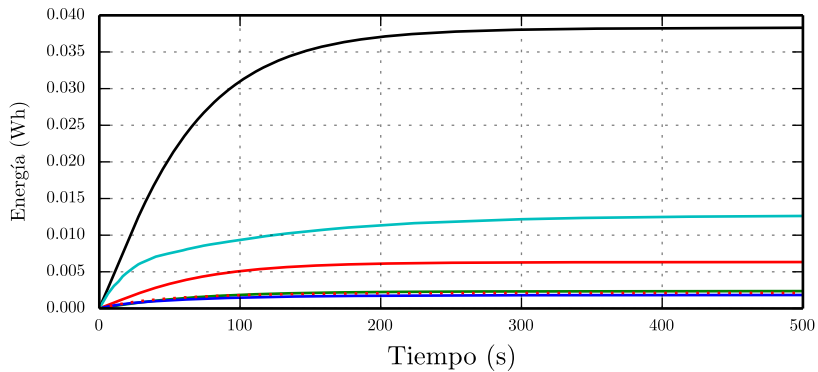


Figura 8.16. Energía consumida durante el proceso de orientación por el conjunto de las cuatro ruedas de reacción en la configuración piramidal con cada uno de los valores de β . La línea punteada es la energía consumida en la configuración ortogonal.

Bibliografía

- [1] R. Hurtado, J. González-Llorente, y Y. Villota, “Power Consumption Based on a Four Reaction Wheels in a Pyramidal Configuration (IAA-AAS-DyCoSS2-14-13-06 – AAS 14-596)”, *Advances In The Astronautical Sciences*, vol. 153, pp. 1483 – 1491, 2015
- [2] Z. Ismail y R. Varatharajoo, “A study of reaction wheel configurations for a 3-axis satellite attitude control”, *Advances in Space Research*, vol. 45, No. 6, pp. 750–759, 2010

Validación de un convertidor *buck* usando una tarjeta de circuito impreso con normas IPC

9.1. Introducción

La validación de los circuitos de potencia sobre un circuito impreso o PCB (*Printed Circuit Board*) es esencial para poder realizar comparaciones con los modelos simulados. Sin embargo, se deben tener en cuenta las afectaciones que pueden ocurrir en la práctica, como las pérdidas no lineales de los componentes, la respuesta en frecuencia o las pérdidas ocasionadas por un mal diseño en el circuito impreso. Por tal razón, se deben seguir normas internacionales en el diseño de circuitos impresos como las normas IPC, de esta forma se evitan diseños que provoquen un mal funcionamiento del circuito electrónico.

Este capítulo describe la metodología de diseño de un convertidor DC-DC, para analizar los resultados obtenidos en las simulaciones con los resultados obtenidos en la práctica. También se mencionará el diseño de la tarjeta de circuito impreso que permite obtener los resultados prácticos del convertidor *buck*. En el diseño del circuito impreso se especificará la definición de los requerimientos, los diagramas funcionales de la tarjeta y el procedimiento para la evaluación de la tarjeta. En los resultados se mostrarán las curvas de eficiencia del convertidor *buck* para diferentes niveles de carga, para diferentes valores de frecuencia y para diferentes niveles de voltaje en la entrada. En estos resultados se apreciará que la eficiencia obtenida en la práctica mostró mejor comportamiento que en los resultados teóricos cuando la carga exigía corriente por encima de 1 A. Esto se debe a la selección del caso mas crítico de pérdidas en los componentes electrónicos en las simulaciones, mientras que en

la tarjeta electrónica las pérdidas varían constantemente. También se observó que los convertidores no respondían eficientemente cuando se le exigía menos de 0.25 A. Para solucionar estos inconvenientes se planea diseñar una nueva versión de la tarjeta electrónica, con bobinas de mayor inductancia para evitar el funcionamiento en modo discontinuo de los convertidores. Además se planea el uso de capacitores cerámicos para la disminución de la resistencia equivalente que permitan mejorar la eficiencia en los casos donde la carga exige poca corriente.

9.2. Descripción funcional de la tarjeta de evaluación

La tarjeta de evaluación se compone principalmente de un convertidor DC-DC de topología *buck*, como se describe en la figura 9.1. También se muestran los sensores de corriente que permiten medir la corriente y el voltaje de entrada y salida en cada convertidor. Estas mediciones se realizan de forma análoga y digital para la corriente y solo de forma digital para el voltaje. Esta tarjeta viene equipada con una interfaz para la conexión de un MCU (*microcontroller unit*) externo, que permite controlar el PWM en el convertidor *Buck* y también viene integrada con una fuente de alimentación para suministrar energía a los sensores, a los drivers del convertidor y al MCU externo.

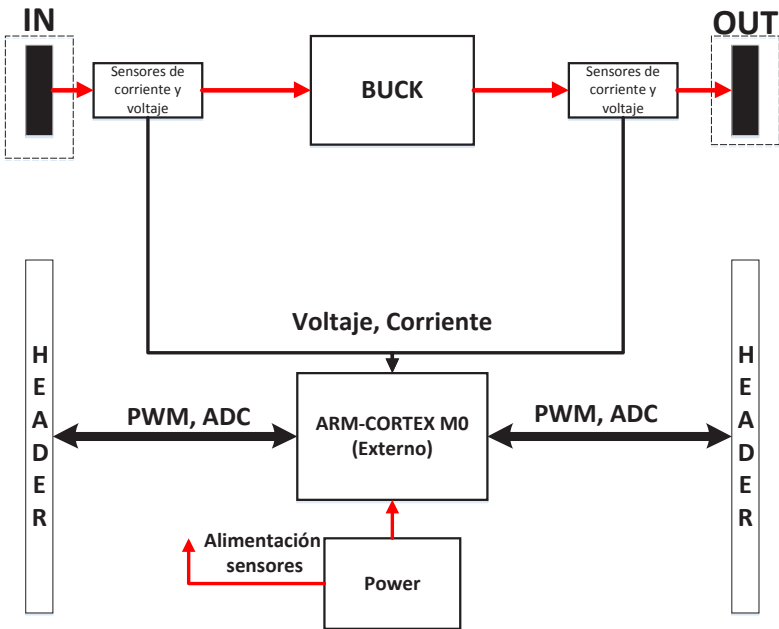


Figura 9.1. Diagrama de bloques tarjeta convertidor Buck

9.2.1. Valores máximos permitidos

A continuación en la tabla 9.1 se presentan los valores de voltaje, corriente y temperatura máximos que puede soportar la tarjeta de evaluación. Estos valores permiten una manipulación correcta de la tarjeta para evitar daños permanentes.

Especificación	Mínimo	Típico	Máximo	Unidad
Voltaje de entrada (Fuente de alimentación)	6	7	15	V
Voltaje de entrada (Convertidores DC-DC)	1	—	27	V
Corriente de salida	—	—	6	A
Corriente de entrada	—	—	6	A
Frecuencia de operación	—	—	1500	kHz
Temperatura de operación	−40	—	125	°C

Tabla 9.1. Valores máximos permitidos en la tarjeta diseñada

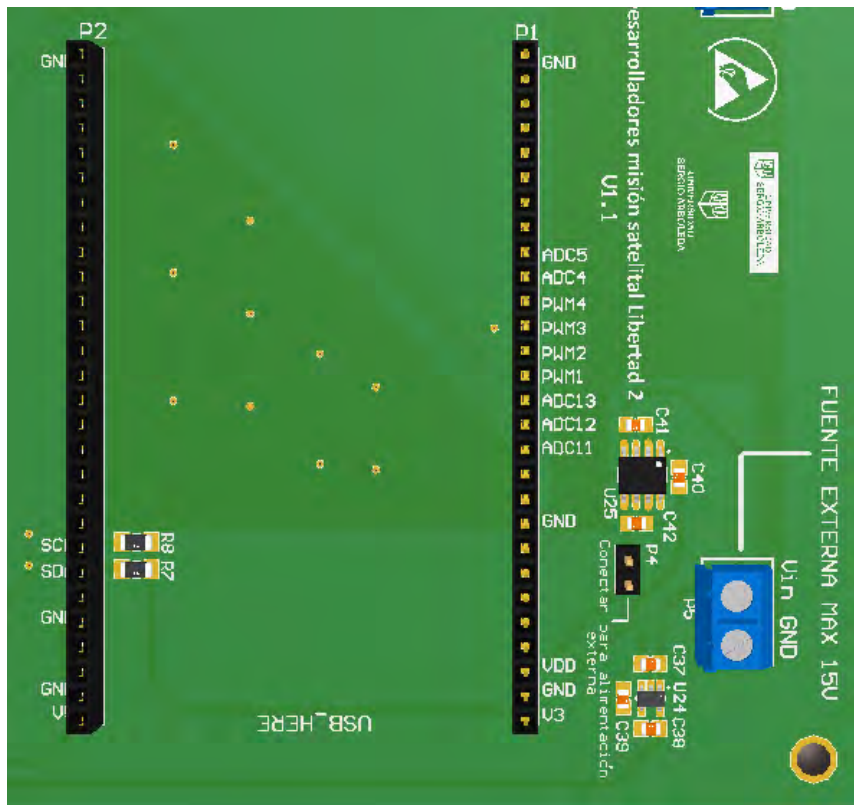
9.2.2. Procedimiento para la evaluación del convertidor *buck*

Para la evaluación del convertidor *buck* se debe tener en cuenta que el PWM es generado externamente por medio de un MCU. Por lo tanto, si se quiere evaluar la eficiencia del convertidor con un algoritmo de control, se debe conectar el MCU a través de la interfaz de conexión P1 y P2. La selección del MCU debe ser acorde con las características de control que se quiera lograr. De esta forma se debe tener en cuenta la frecuencia de operación del MCU, debido a que esta determinará el tamaño de los pasos del ciclo útil. Por lo tanto, entre mayor sea la frecuencia de operación del MCU, menor serán los pasos del ciclo útil, lo que mejorará la respuesta de los convertidores.

Las características del MCU deben ser las siguientes:

- Generación de PWM con pasos máximos de 3 %.
- 4 canales de ADC para la lectura de los sensores de corriente.
- Comunicación I2C para la lectura de los sensores digitales. La tarjeta de evaluación tiene integrado las resistencias de *Pull-Up*.

El convertidor *buck* también puede ser evaluado sin el uso de un MCU. Para esto se debe tener un generador de PWM que permita controlar el ciclo útil de manera manual. De esta forma se podrá configurar el PWM de acuerdo al voltaje de salida que se quiera validar. Este método de evaluación se denomina control en lazo abierto, ya que no habrá realimentación del voltaje de salida



6. Realizar las respectivas mediciones para determinar la eficiencia del convertidor.

9.3. Metodología de diseño

El diseño del circuito impreso del convertidor *Buck* se logró desarrollar siguiendo la metodología descrita en la figura 9.3. Esta metodología empieza por la definición de los requerimientos (estos requerimientos se pueden encontrar en detalle en la siguiente sección), para luego realizar la descomposición funcional de la tarjeta. Esta descomposición funcional sigue un modelo de diseño *Top-Down*, el cual permite analizar el diseño desde una vista general hasta llegar a los componentes de diseño esquemático; de este modo se puede visualizar desde el primer instante el producto final que se va a desarrollar. Posterior a esta visualización, se definen los módulos encargados de ejecutar las funciones que desempeñará la tarjeta. Cada uno de estos módulos se compone de dispositivos electrónicos, que son seleccionados de tal forma que cumplan con los requerimientos definidos [2].

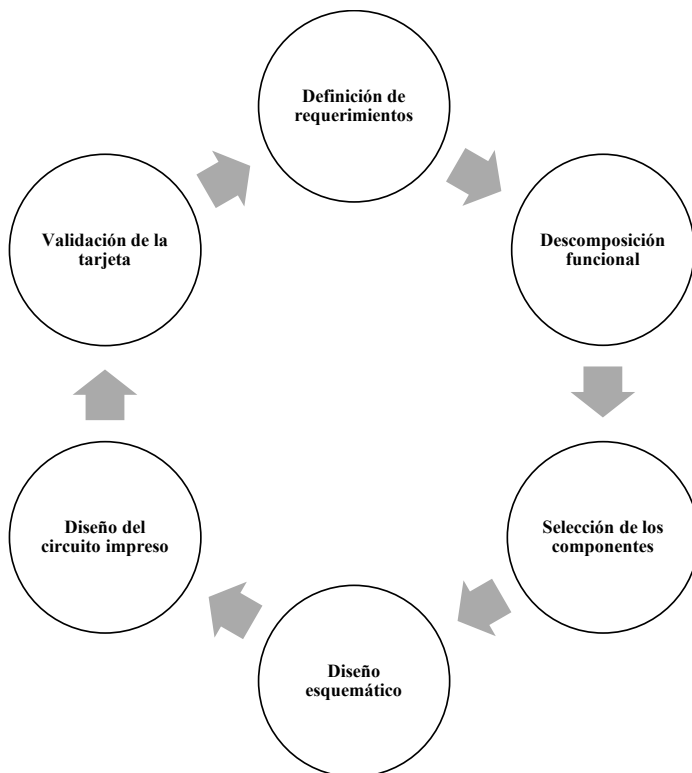


Figura 9.3. Metodología para el diseño del circuito impreso del convertidor *Buck*

Una vez que se haya finalizado la descomposición funcional, se seleccionan los dispositivos electrónicos que conformarán la tarjeta de evaluación. Estos componentes deben ser seleccionados siguiendo las características físicas y funcionales definidas en los requerimientos y descomposición funcional. Siguiendo con la metodología, el siguiente paso es el diseño esquemático, donde se realizan las conexiones eléctricas entre los dispositivos electrónicos. Para el diseño esquemático se puede usar cualquier software de diseño electrónico, es recomendable usar uno que también permita realizar el diseño del circuito impreso para no cambiar de plataforma. El diseño del circuito impreso es el siguiente paso de la metodología; este diseño es detallado en la sección 9.4.4, donde se definen las normas internacionales de diseño electrónico y se ajustan a las necesidades de la tarjeta de evaluación que se está desarrollando. Por último se encuentra la validación de la tarjeta. En esta etapa se evalúa el desempeño de los convertidores y se compara con los resultados teóricos mencionados en el capítulo anterior. Esta metodología es totalmente cíclica, es decir, si la tarjeta no llegara a responder de la forma en la que se diseñó, se tiene que evaluar cada uno de los procedimientos hechos en la metodología para encontrar algún error que se haya pasado por alto.

9.4. Requerimientos técnicos del sistema

En esta sección se describe detalladamente los pasos de la metodología propuesta en la sección anterior. De esta forma, se empieza con la definición de los requerimientos según las normas ECSS (*European Cooperation on Space Standardization*); estos requerimientos se describen a continuación [3]:

1. Requerimientos funcionales

- La tarjeta de evaluación debe validar el funcionamiento de los convertidores DC-DC, para un rango de frecuencia entre 40 kHz y 200 kHz.
- La tarjeta de evaluación debe validar el control de los convertidores DC-DC, para diversos niveles de voltaje de entrada y salida.

2. Requerimientos de interfaz

- La tarjeta de evaluación debe tener dos receptores tipo (Header), para conectarse con otra tarjeta que dispondrá del MCU.
- La tarjeta de evaluación debe conectarse por I2C a través de los receptores *Header* al MCU, para realizar lectura de los sensores digitales.

- La tarjeta de evaluación debe tener borneras tipo (*terminal blocks*), para conectar la alimentación de la tarjeta, los voltajes de entrada y salida de los convertidores DC-DC.

3. Requerimientos ambientales

- La tarjeta de evaluación debe operar en un rango de temperatura de -20°C a 100°C .
- La tarjeta de evaluación debe operar en un ambiente limpio y seco, para evitar un funcionamiento inadecuado.

4. Requerimientos operacionales

- El control de la tarjeta de evaluación debe ser independiente; de esta forma permitirá la utilización de diferentes microcontroladores para realizar el algoritmo de control.

5. Requerimientos de configuración

- La tarjeta de evaluación debe estar compuesta por un convertidor DC-DC de topología buck con sus respectivos *drivers*.
- La tarjeta de evaluación debe contener un módulo de potencia para la alimentación de los sensores y los *drivers* de los convertidores.

6. Requerimientos de diseño

- El regulador seleccionado para la alimentación de los sensores debe poder entregar más de 200 mA para suplir las necesidades de potencia.
- El nivel de voltaje del PWM entregado por el microcontrolador debe ser mínimo de 3 V.
- Los sensores de corriente seleccionados deben tener un ancho de banda mínimo de 150 kHz para poder observar el rizado en la corriente.
- Los inductores y los capacitores usados en los convertidores deben tener la menor resistencia equivalente posible para disminuir las pérdidas.

9.4.1. Descomposición funcional

La descomposición funcional permite identificar la funcionalidad de la tarjeta de evaluación, vista en forma de módulos funcionales. De esta manera se puede clasificar el sistema en tres niveles de profundidad, cada uno con funciones más

detalladas que los otros. Esta descomposición sigue un modelo *Top-Down* como se mencionó en la metodología; esto quiere decir que se empieza a diseñar el sistema desde una vista general hasta entrar en detalles como la conexión electrónica. A continuación en la figura 9.4 se describe el nivel 0 de la descomposición funcional para la tarjeta diseñada y en la tabla 9.2 se describen las entradas y salidas del bloque funcional.

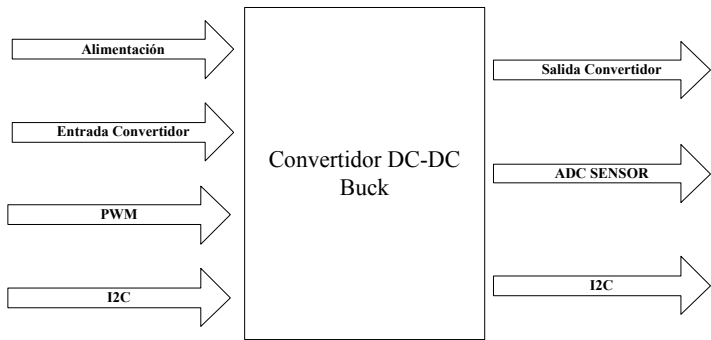


Figura 9.4. Descomposición funcional del convertidor DC-DC nivel 0. Descripción de todas las entradas y salidas del sistema

Modulo	Tarjeta de evaluación
Entradas	Alimentación: 5 V y 3.3 V
	Entrada convertidor Buck
	PWM
	I2C
Salidas	Salida convertidor Buck
	ADCx6
	I2C
Funcionalidad	La tarjeta permite la evaluación del convertidor DC-DC de topología Buck

Tabla 9.2. Descripción de las entradas y salidas del nivel 0

Luego de haber definido las entradas y salidas del sistema, se procede al siguiente nivel de profundización, el nivel 1. En este nivel, descrito en la figura 9.5, se especifican todos los módulos que componen el sistema. De esta forma se puede definir la funcionalidad que deberá realizar cada módulo y así cumplir con los requerimientos especificados anteriormente. En el siguiente nivel de profundización se especifican las conexiones eléctricas; este corresponde al nivel 2, el cual será detallado mas adelante.

- Voltaje de offset: $150 \mu V$.

9.4.3. Diseño esquemático

figura 9.6, se ilustran los diseños esquemáticos del convertidor *buck*.

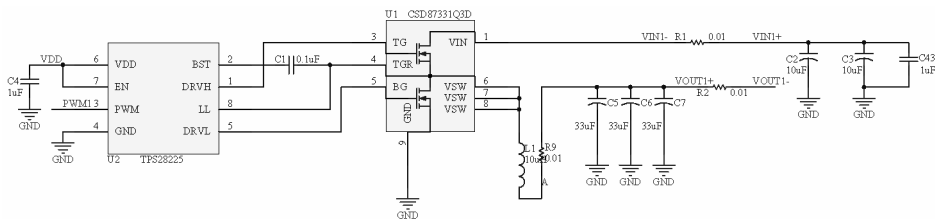


Figura 9.6. Diseño esquemático del convertidor *Buck*

9.4.4. Diseño del circuito Impreso

El diseño de circuitos impresos se rige bajo las normas IPC, *Association Connecting Electronics Industries*. Estas normas fueron diseñadas para evitar malos entendidos entre el fabricante de PCBs y los clientes. Además, facilita el uso del circuito electrónico en otra aplicación y permite realizar mejoras cuando sea necesario. Es de aclarar que el uso de las normas IPC no implica el pago por su uso; el diseñador es libre de usarlas. Estas son solo recomendaciones internacionalmente reconocidas que permiten optimizar los procesos en la producción de PCBs y tener una mayor calidad en el diseño de circuitos impresos [4].

Actualmente existen diferentes clasificaciones para definir los estándares IPC, cada uno enfocado en un área específica; siendo el más usado el descrito en [5]. Este documento contiene especificaciones para el diseño de un circuito impreso, tales como las propiedades eléctricas y los requerimientos generales.

Las recomendaciones para el diseño de un circuito impreso dependen del ambiente donde se desenvolverá el circuito y las propiedades eléctricas que este debe tener. De esta forma, se debe seleccionar en primer lugar el tipo de material del PCB, luego se debe definir el grosor de las pistas acorde a la corriente máxima que circulará por el circuito y por último, se define la distancia entre las pistas del PCB. En la figura 9.7 se muestran las partes de un PCB, donde se ilustran el grosor y el ancho de la pista.

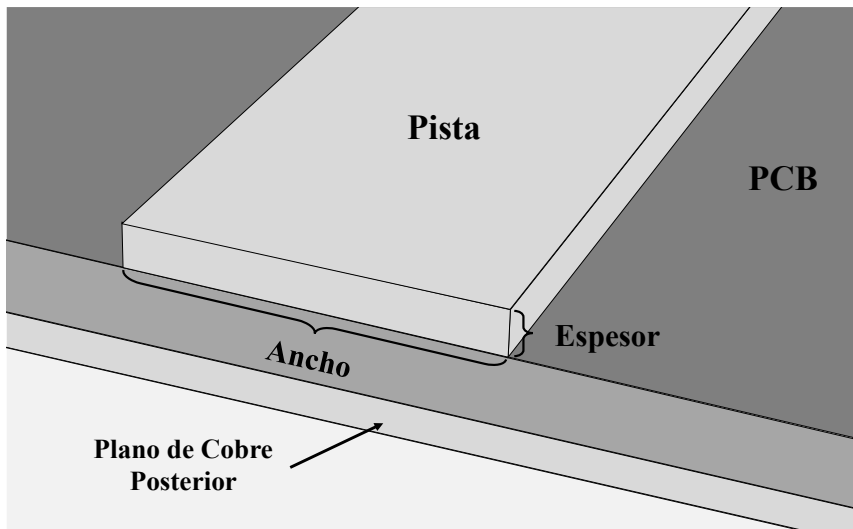


Figura 9.7. Partes de un circuito impreso PCB.

9.4.5. Especificaciones del circuito impreso según fabricantes

A la hora de diseñar un PCB se deben tener en cuenta las especificaciones dadas por las empresas encargadas de fabricar dicho PCB. Estas especificaciones son proporcionales al precio. De esta forma, una empresa que ofrece gran variedad en las especificaciones tales como la separación entre pistas, el grosor del cobre o el espesor de la tarjeta, tiene un rango de precio mayor en comparación con otras empresas que tienen más limitaciones. A continuación en la tabla 9.3 se presenta una lista de las especificaciones requeridas por empresas colombianas y se compara con las requeridas por empresas estadounidenses y chinas.

9.4.6. Diseño del circuito impreso

Para empezar a diseñar el PCB se debe tener en cuenta los valores máximos de corriente, voltaje, temperatura y frecuencia, para evitar un mal funcionamiento del circuito. A continuación se mencionan dichos valores:

País	Colombia	Estados Unidos	China
Empresa	Microensamble	4PCB	Smart-Prototyping
Mínimo ancho de pistas	0.15 mm(0.5 oz y 1 oz) 0.3 mm (2, 3 y 4 oz)	0.07 mm. hasta 1.524 mm	0.1524 mm
Mínima distancia entre pistas-pad-vias	0.15 mm	0.07 mm	0.1524 μ
Ancho y alto de trazo de la serigrafía	ancho: 0.15 mm alto: 0.4 mm	ancho: 0.058 mm alto: 0.127 mm	ancho: 0.1524 mm alto:0.8128 mm
Espesor del laminado	0.3 mm hasta 1.6 mm	hasta 6.35 mm	0.8 mm hasta 2.3 mm
Espesor del cobre	0.5 hasta 4 oz	0.5 hasta 8 oz	0.5 hasta 4 oz
Número de capas	hasta 8 capas	hasta 40 capas	hasta 6 capas
Mínimo diámetro de perforación Metalizadas (PTH)	0.2 mm	0.0762 mm	0.3 mm
Tiempo de fabricación	24 horas, 3,6, 10, 15 días	—	24, 48 horas y 10 y 15 días

Tabla 9.3. Comparación de las capacidades entre empresas colombianas y extranjeras

- La corriente máxima que circulará por el sistema será de 6 A, ya que esta es la intensidad de corriente máxima que pueden entregar los convertidores.
- El voltaje máximo del sistema será de 30 V que corresponde al voltaje que soportan los transistores mosfet de los convertidores.
- La frecuencia de operación de los convertidores será máximo de 200 kHz.
- La temperatura de operación del convertidor DC-DC será de 0°C a 100°C.

A continuación se mencionan las reglas empleadas para el diseño del PCB, teniendo en cuenta la figura 9.3 y los valores máximos del circuito a diseñar mencionados anteriormente:

1. **Separación mínima entre pistas de 0.2 mm:** la separación mínima entre las pistas es dependiente de la diferencia de potencial que hay entre estas. 0.2 mm es la separación mínima en todo el circuito, en las regiones donde la diferencia de voltaje fue mayor, se aumentó la separación proporcionalmente al voltaje aumentado.
2. **Grosor del cobre de 1 onza:** valor genérico ofrecido por la empresa encargada de realizar la fabricación; se debe ajustar el ancho de las pistas teniendo en cuenta este parámetro. Este valor se seleccionó ya que un grosor de 2 onzas implica una distancia entre pistas de mínimo 0.3 mm para fabricantes en Colombia, lo que es imposible para el diseño del convertidor, debido a que la distancia entre pines de algunos componentes usados es de 0.2 mm.
3. **Ancho de pistas mínimo de 0.2 mm:** el ancho de pista es dependiente del grosor del cobre y de la corriente que atraviesa la pista. Como circulará una corriente máxima de 6 A, se realiza el cálculo del ancho de la pista siguiendo la ecuación (9.1) y ecuación (9.2), donde $k = 0.048$, $b = 0.44$ y $c = 0.725$ para capas externas [5]

$$Area[mils^2] = \frac{Corriente[A]}{k * AumentoTemperatura[^\circ C]^b}^{\frac{1}{c}} \quad (9.1)$$

$$anchoPista[mils] = \frac{Area[mils^2]}{GrosorCobre[oz] * 1.378[\frac{mils}{oz}]} \quad (9.2)$$

4. **Espesor de la tarjeta de circuito impreso 1.6 mm:** este es el espesor más usado en la fabricación de circuitos impresos, lo que permite un menor precio en el proceso.

9.5. Resultados

La eficiencia del convertidor *buck* fue evaluada en un laboratorio con instrumentos de medición que permiten una lectura precisa de las variables que se quieren medir. En primer lugar, se configuró la tarjeta con el convertidor *buck*, para ser evaluada sin usar un MCU externo. Esta configuración se obtiene siguiendo los pasos mencionados en la sección 9.2.2. Luego, se configuró la carga electrónica para que empezara a exigir corriente desde 0.1 A hasta 2 A. En los casos donde el voltaje de entrada era muy cercano al voltaje de salida, no se pudo exigir hasta 2 A, ya que el voltaje de salida caía drásticamente. Por lo tanto, se exigió corriente hasta donde el voltaje de salida se mantenía acorde al valor programado. Además, se configuró la fuente de potencia para que suministrara voltaje en la entrada del convertidor a unos niveles determinados para este experimento (6, 7, 12 y 15 V). Los multímetros fueron colocados en la entrada y salida de los convertidores para medir el voltaje y la corriente. Por último, cuando todos los instrumentos estaban en posición, como se describe en la figura 9.8, se enciende la fuente de potencia y se empiezan a tomar los datos obtenidos por los multímetros. Todos los multímetros usados son de la misma marca y están igualmente calibrados para evitar mediciones erróneas. Luego de obtener todos los datos, estos fueron analizados para evitar incoherencias y posteriormente se realizó la curva de eficiencia del convertidor. A continuación se presentan los resultados obtenidos del convertidor *Buck*.

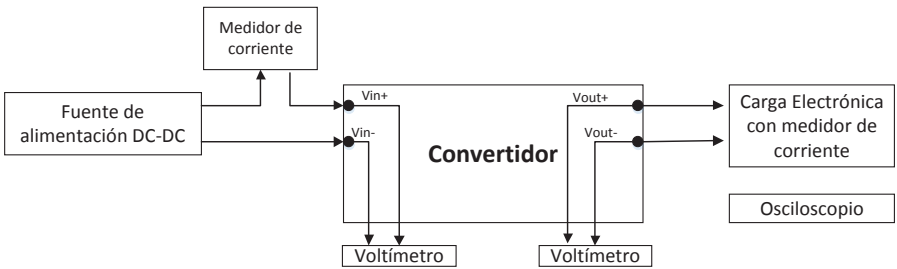


Figura 9.8. Conexión de los equipos de medición para la validación del convertidor

9.5.1. Medición de la eficiencia de los convertidores a diferentes niveles de carga

La figura 9.9 describe la eficiencia del convertidor a diferentes niveles de voltaje de entrada y salida. La frecuencia de operación para estos casos fue de 150 kHz. En esta figura se observa que la eficiencia es mayor cuando la diferencia entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada es pequeña. El peor caso se muestra

en la gráfica donde el voltaje de entrada es 15 V y el de salida es 3.3 V, coincidiendo con la mayor diferencia entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida de todos los casos evaluados. También se observa que la eficiencia en corrientes bajas es menor para la mayoría de los casos; esto depende de las características y las pérdidas del convertidor.

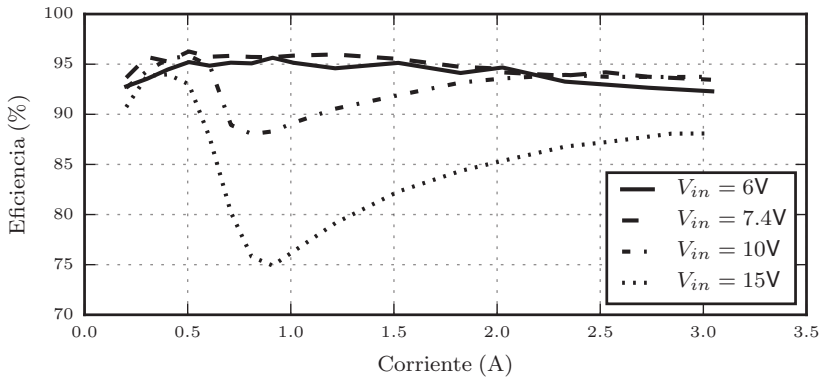


Figura 9.9. Eficiencia del convertidor Buck variando el voltaje de entrada, con voltaje de salida a 3.3 V y frecuencia de operación de 150 KHz.

La figura 9.10, describe el comportamiento de la eficiencia del convertidor *buck* en las simulaciones. Si esta se compara con la figura 9.9, se observan similitudes en el comportamiento de la eficiencia en el rango de corriente de 0.5 A a 1 A, excepto el peor caso señalado en el párrafo anterior. Además, se encontró que la máxima eficiencia en los resultados prácticos, en algunos casos, resultó mayor que la máxima eficiencia de los resultados teóricos. Esto se debe a que las simulaciones fueron realizadas tomando el peor caso de pérdidas para tener datos más reales.

9.5.2. Respuesta de los convertidores ante la variación de la frecuencia de operación

La respuesta del convertidor depende de la frecuencia de operación, ya que esta determina si el convertidor funcionará en modo continuo o discontinuo. Además de la frecuencia, el valor de la inductancia también es determinante en el modo de operación. De esta forma se debe seleccionar un valor de frecuencia e inductancia acorde a la respuesta que se quiera lograr en el convertidor. La figura 9.11 describe el comportamiento de la eficiencia del convertidor con variación de la frecuencia; el voltaje de entrada y salida se mantuvieron fijos para facilitar la comparación.

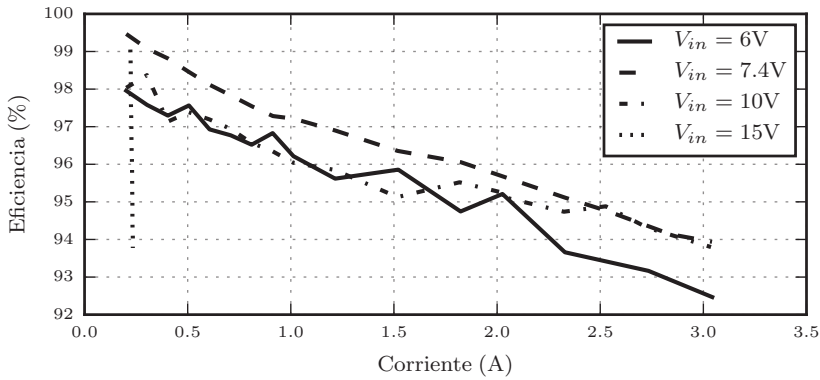


Figura 9.10. Eficiencia teórica del convertidor *Buck* para cada voltaje de entrada a una frecuencia de 150 KHz y un voltaje de salida de 3.3 V

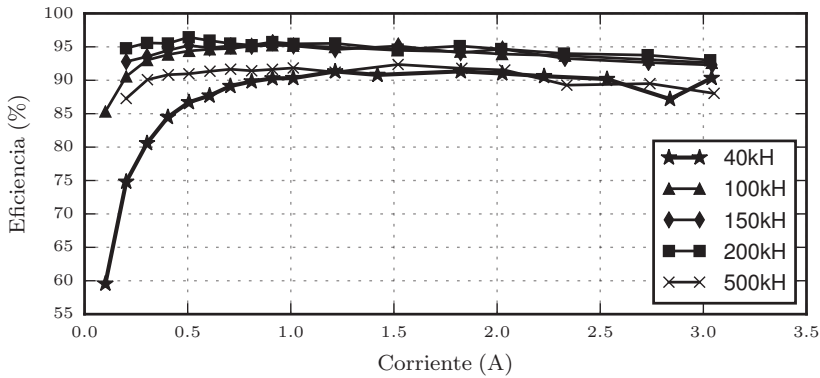


Figura 9.11. Eficiencia del convertidor variando la frecuencia de operación con voltaje de entrada 6 V y voltaje de salida 3.3 V

9.6. Resumen

En este capítulo se describió la metodología, el diseño y la validación de un convertidor *buck*, donde se detallaron los pasos que se deben seguir para garantizar un buen diseño del circuito impreso. Además, se especificaron los valores máximos permitidos por la tarjeta y los pasos para su funcionamiento. También se describió la descomposición funcional de la tarjeta para evaluar la funcionalidad de cada módulo del convertidor y poder facilitar su análisis. Por último, se realizó un análisis de los resultados obtenidos en la práctica con los resultados simulados, donde se evidenciaron algunas diferencias dadas por las aproximaciones lineales de las pérdidas en las simulaciones.

Bibliografía

- [1] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, ser. Instrumentation and controls series Prentice Hall, 2010
- [2] R. Ford y C. Coulston, *Design for Electrical and Computer Engineers* McGraw-Hill, Inc., 2007
- [3] ECSS, “ECSS-E-ST-10-06C - Space engineering - Technical requirements specification”, ECSS, Tech. Rep. March, 2009
- [4] IPC - Association Connecting Electronics Industries, “IPC-2611 Generic Requirement for Electronic Product Documentation”, pp. 9–12, march 2010
- [5] IPC - Association Connecting Electronics Industries, “IPC-2221B Generic Standard on Printed Board Design”, November 2010

Información de los autores

Jesús González Llorente Ingeniero electrónico de la Universidad Nacional de Colombia sede Manizales. Especialista en Ingeniería de Software de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Magíster en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Puerto Rico – Recinto Universitario Mayagüez. Experiencia como Ingeniero de Control en el Observatorio de Arecibo, Puerto Rico. Experiencia de 10 años en docencia e investigación. Actualmente es docente e investigador en la Universidad Sergio Arboleda donde es líder del sistema de potencia eléctrica de la misión satelital Libertad 2. Su campo de acción se centra en modelado, simulación y control de sistemas de energía fotovoltaica.

Ronald Hurtado Velasco Obtuvo su título de pregrado en Ingeniería física de la Universidad del Cauca (Colombia) en 2006, su maestría en sistemas mecatrónicos de la Universidad de Brasilia (Brasil) en 2010. Actualmente se encuentra vinculado a la Universidad Sergio Arboleda como profesor investigador y hace parte del equipo técnico de la misión Libertad 2, como líder del sistema de orientación.

Sergio Andrés Sánchez Sanjuán Es ingeniero electrónico de la Universidad Sergio Arboleda. Actualmente pertenece al semillero de investigación de Control y Energía en Nanosatélites (CEN) encargado del desarrollo del sistema de potencia eléctrica para la misión satelital Libertad 2. Su trabajo de investigación trata el análisis del comportamiento de la potencia eléctrica en CubeSat y la estimación del consumo y almacenamiento para diferentes escenarios orbitales y perturbaciones físicas.

David Rodríguez Duarte Recibió su título de ingeniero electrónico de la Universidad Nacional de Colombia en 2013. Actualmente es estudiante de maestría en ingeniería electrónica. Hace parte del proyecto de investigación Estudio y análisis de la obtención de energía solar y su eficiente en la orientación de un nanosatélite de tipo CubeSat de tres unidades. Su cam-

po de interés está relacionado con el diseño de convertidores electrónicos de corriente continua.

Andres Rambal Vecino Recibió su título de ingeniero electrónico de la Universidad Sergio Arboleda en Bogotá Colombia. Actualmente hace parte del proyecto de investigación Estudio y análisis de la obtención de energía solar y su eficiente en la orientación de un nanosatélite de tipo CubeSat de tres unidades. Su campo de interés está relacionado con las arquitecturas de sistemas de potencia y el diseño de tarjetas de circuito impreso con normas internacionales.



OBTENCIÓN DE ENERGÍA SOLAR Y SU USO EFICIENTE EN LA ORIENTACIÓN DE PEQUEÑOS SATÉLITES

El desarrollo de pequeños satélites, con gran impacto en la academia y nuevos negocios, ha tenido un gran crecimiento en los últimos años debido a su bajo costo. Este libro, resultado de investigación, presenta los componentes tanto del sistema de energía como del sistema de determinación y control de la orientación de pequeños satélites. El lector encontrará como establecer las mejores condiciones para la obtención de la energía solar y su uso eficiente en los actuadores de un pequeño satélite usando modelos matemáticos y simulaciones. Los autores, con amplia experiencia en investigación en sistemas de control, energía y desarrollo electrónico, son miembros de la *Misión Satelital Libertad 2* de la Escuela de Ciencias Exactas e Ingeniería de la Universidad Sergio Arboleda,



Fondo de Publicaciones
Universidad Sergio Arboleda



9 789588 866949

Escuela de Ciencias Exactas e Ingeniería
Universidad Sergio Arboleda

Carrera 15 No. 74-40. Tels.: (571) 325 7500 ext. 2131 - 322 0533. Bogotá, D.C.
Calle 18 No. 14A18. Tels.: (575) 4203838 - 420 2651. Santa Marta
www.usergiarboleda.edu.co